


# Reportage



In dit nummer o.a.:  
Nicam-project, deel 1: Wat is Nicam?,  
24 GHz-ontvangstmodules,  
Eenvoudige basisbandmodulator,  
Besturing op afstand van infrarood bedien-  
bare apparatuur  
en nog veel meer...

Losse verkoopprijs:

DFI 15,-  
DM 15,-  
£ 5,-  
Bef 300,-  
€ 7,-

## HET TIJDSCHRIFT VOOR DE ATV'ER

# Colofon

Repeater 4/1998

**Redactie:**

Hans Bruin  
Rens Maas  
Rob Ulrich, PE1LBP

**Dit nummer kwam tot stand met medewerking van:**

Luis Cupido, CT1DMK  
Roel van Dijk, PE1CGY  
K.Niekamp, PAØKNW  
Mischa van Santen, PE1OKZ  
Theo Postma, PA3HDS  
Mark Teske, PE1RJU

**Redactie-adres:**

Gibbon 14  
1704 WH Heerhugowaard  
Tel. 072-5720993 (ook 's avonds)  
Fax. 072-5720992  
GSM: 06-53541967  
Email: Repeater-nl@rocketmail.com

**Abonnementenadministratie en advertentie-exploitatie:**

Diana Schraag  
Tel.: zie redactie-adres  
bgg: 06-54365721

**Jaarabonnement:**

Fl 40,- per jaar (Nederland, België).  
Overige landen Fl 55,- per jaar.  
Abonnementen worden tot wederopzegging aangegaan.

**Uitgever:**

CCH Media  
Gibbon 14  
1704 WH Heerhugowaard

De redactie is niet verantwoordelijk voor schade, voortvloeiende uit de praktische toepassing van in Repeater gepubliceerde schakelingen. De verantwoordelijkheid voor de inhoud van de gepubliceerde artikelen ligt bij de auteurs. Het octrooi-recht is verder van toepassing op alles wat in Repeater gepubliceerd wordt. Niets uit deze uitgave mag op enigerlei wijze worden gereproduceerd, overgenomen of op andere wijze worden gebruikt of vastgelegd zonder voorafgaande schriftelijke toestemming van de uitgever en auteurs.

De artikelen in Repeater hebben geenszins de bedoeling wetsovertredingen uit te lokken.

## Repeater, een korte terugblik

Repeater bestaat inmiddels twee jaar en uit de vele (internationale) reacties is gebleken dat Repeater behoorlijk populair is. De afgelopen twee jaar is er veel gebeurd op het gebied van amateurtelevisie. Of Repeater daar een rol in gespeeld heeft laten we buiten beschouwing. Het is wel leuk de feiten op een rijtje te zetten. Nederland heeft in betrekkelijk korte tijd repeaters erbij gekregen (zie ook onze rubriek Nader bekeken). Het aantal abonnees van Repeater is sinds de introductie enorm gestegen en... ook vanuit het buitenland is er behoorlijk veel belangstelling voor de bouwprojecten die in Repeater gepubliceerd zijn.

Of we mogen concluderen dat ATV daarom meer dan ooit in de belangstelling staat laten we opnieuw in het midden. Het is voor de redactie wel een flinke stimulans om aan de derde jaargang te beginnen.

Voor degenen die het initiatief Repeater pas later toegejuicht hebben kunnen we melden dat de eerste jaargang van Repeater binnen korte tijd ook op CD verkrijgbaar zal zijn. Dat geeft veel amateurs de gelegenheid om toch nog 'wat schade in te halen'.

Maar we gaan door met leuke ontwerpen. Voor 1999 staan weer leuke projecten op stapel. We zullen enkele noemen. Wat denkt u van een 35 Watt eindtrap voor 13 cm, een Nicam-encoder of een volautomatische rotorbesturing. En zoals altijd staan wij open voor bijdragen. Repeater is immers een blad van ATV'ers voor ATV'ers. En laten we daarbij de ontwikkelingen op het gebied van microgolven zeker niet vergeten.

Maar terug naar Repeater 4/1998. We zijn er wederom in geslaagd om weer enige leuke schakelingen te kunnen publiceren. De trent om meer aandacht te besteden aan de microgolfbanden heeft zich vertaald in verschillende ontwerpen voor ontvangst van 24 GHz. Verder aandacht voor een mogelijke besturing van ATV-repeaters. Hans Bruin doet een boekje open over de besturing (op afstand) van met infrarood lichtsignalen bedienbare apparatuur.

En we gaan dieper in op Nicam in het kader van het Nicam-project. Volgend jaar zal een Nicam-encoder gepubliceerd worden met talloze mogelijkheden. Rest ons nog u een gezond en voorspoedig 1999 toe te wensen met heel veel hoogfrequent plezier.

*De redactie*

**De deadline voor kopij/advertenties voor Repeater 1/1999 is 15 -2-1999!**

## Inhoud Repeater 4/98:

Voorwoord / Colofon .....	1
Besturing op afstand van infrarood bedienbare apparatuur .....	3
Kort nieuws .....	11
Tekoop / gezocht .....	11
24 GHz-ontvangstmodules .....	12
Nader bekeken .....	16
Nicam-project; deel 1 .....	19
Veel nieuwe halfgeleiders voor de microgolfbanden .....	25
Een eenvoudige basisbandmodulator .....	26
Frequentie-overzicht .....	29

*Omslagfoto:*

*Ook dit jaar was de zendmast in Lopik (met daarin gevestigd PI6ATV) weer de grootste kerstboom van Nederland.*

# Besturing op afstand van infrarood bedienbare apparatuur

Hans Bruin

Welke apparatuur is tegenwoordig niét voorzien van een IR-afstandsbediening (AB)? Het gemak dient de mens, maar geldt dit ook voor het ATV-relaisstation? Toegegeven, met DTMF kan veel worden gedaan, maar hoeveel makkelijker zou het niet zijn vanuit de luie stoel -met de AB in de hand- apparatuur van het ATV-relaisstation op die moeilijk toegankelijke locatie te kunnen bedienen?

De door een AB gegenereerde pulscodes worden hiertoe- na bewerking - op een aparte of bestaande geluidsdraaggolf verstuurd en door een schakeling aan ontvangtzijde weer in de oorspronkelijke vorm hersteld en als IR uitgestraald.

Het hier beschreven besturingssysteem bestaat uit twee delen; aan zenzijde een interface tussen afstandsbediening (AB) en een audio subcarrier. Aan ontvangtzijde een separate FM-ontvanger voor de audiosubcarrierfrequentie. De ontvangen pulsen worden in hun oorspronkelijke vorm hersteld en aan een IR-LED toegevoerd.

## Opbouw signaal

Het schema van de besturing is weergegeven in figuur 2 en 11. De meest gebruikte frequentie om de pulsen samen te stellen is ongeveer 38 kHz, overeenkomende met een periodetijd van 26,315  $\mu$ S. Fig. 3 laat zien hoe zo'n pulsenreeks zou kunnen beginnen. Deze 38 kHz-'tone-

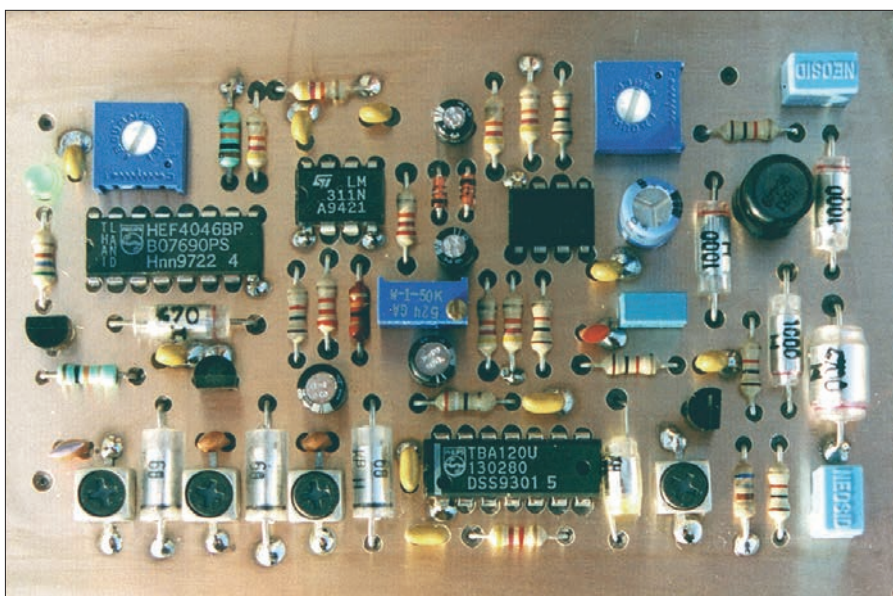


Fig. 1  
Een gebouwde ontvangstunit

burst' duurt hier dus 105,26  $\mu$ S. Het aantal perioden kan méér of minder dan vier zijn, maar wordt gevolgd door een pauze met een duur van bijvoorbeeld 263,15  $\mu$ S (een veelvoud van de periodetijd). Hierna volgt weer een 'toneburst' enz. Verder valt in figuur 3 de asymmetrische (en positief gaande) blokvormige spanning op. Om verschillende redenen is zo'n signaal niet erg geschikt om direct aan de audiomodulator toe te voeren. De asymmetrische golfvorm zal door een PLL-gecontroleerde subcarrier tijdens de pulstrein meer of minder snel in een symmetrische veranderen door het ontbreken van 'clamping'. De blokvormige spanning bevat hogere harmonischen, die de zwaai zouden kunnen vergroten, een en ander uiteraard afhankelijk van de modulatie eigenschappen van de subcarrier generator.

## Conrad-module

In de interface tussen AB en de audiosubcarriergenerator vinden de noodzakelijke bewerkingen plaats. Een IR-ontvangermodule van Conrad vormt hier het eerste onderdeel van. Het moduul moet nog wel gemodificeerd worden, omdat aan de uitgang

niet de juiste pulsen beschikbaar zijn voor verdere verwerking. Door het ontbreken van de 38 kHz-component in de pulsen functioneert de schakeling niet!

Gelukkig is op het printje van de IR-module een punt waar de 38 kHz nog wel aanwezig is. Dat punt heeft een nogal hoge impedantie, waardoor een emittervolger als buffer nodig is. Als extra onderdelen zijn slechts een NPN-transistor en een weerstand nodig (zie verder bij de bouw-aanwijzingen). In plaats van de IR-ontvangermodule kan eventueel ook een AB worden aangesloten op R101 (in de AB vlak voor de IR diode een punt opzoeken met positief gaande pulsen). R101 is overigens voor afregeldoelinden ook het aansluitpunt voor een toongenerator (TG). Q101 levert aan het navolgende bandfilter een blokvormig signaal met constante amplitude als het ingangssignaal 1 V of meer is.

Het filter heeft een impedantie van 1 k $\Omega$  en de 3 dB- bandbreedte is 9 kHz (zie figuur 14). R103 en R104 zorgen voor zowel de instelling van Q102 als de afsluiting van het bandfilter. De filtercondensatoren verwijderen de gelijkspanningscomponent van de pulsen, zodat aan de uitgang van de





interface een symmetrische en sinusvormige pulsreeks beschikbaar is (figuur 4).

**Ontvangstzijde**

Aan ontvangstzijde is een aparte FM-ontvanger voor de audiosubcarrier-frequentie nodig. Deze eenheid betreft z'n signaal uit het baseband van de (satelliet)ontvanger en moet dus op de relevante audiocarrier worden afgestemd. De benodigde selectiviteit, die voldoende is om een audiocarrier-spatie van 180 kHz (Wegener-raster) toe te laten, wordt gerealiseerd door drie capacitief (top)gekoppelde MF-spoeltjes van Conrad. Omdat de spoeltjes met hun interne capaciteit van 39 pF op 10.7 MHz resoneren is een extra parallelcapaciteit nodig. Voor 6 MHz moet er ongeveer 100 pF bij, voor 7 MHz circa 68 pF. Een TBA120U zorgt voor het versterken, begrenzen en demoduleren van het signaal, dat op pin 8 beschikbaar komt. C11 verzwakt wel de nog aanwezige draaggolfresteren, maar niet de 38 kHz-pulstrein.

Vanuit de emitter van Q1 worden nu twee schakelingen aangestuurd. De ene schakeling bestaat uit een 38 kHz-bandfilter (eenzelfde filter als dat in de interface) en een helft van de dubbele opamp TL072. Het filter laat alleen een frequentieband rond de te verwachten pulsen door, waardoor behalve frequentieselectie ook de ruiscomponenten, die buiten het filterbandje liggen, worden onderdrukt. De opamp brengt het nog te zwakke signaal op het gewenste niveau.

De andere schakeling vormt een squelch, die bij afwezigheid van een audiocarrier de HEF4046 buiten werking stelt.

L3 en C19 vormen een notch (zie figuur 15) voor 38 kHz. Het tweede deel van de TL072 is geschakeld als detector met positieve uitgangsspanning waarna de combinatie R16/C22 als low-pass volgt. Een comparator van het type LM311 completeert de schakeling. Bij afwezigheid van een audiocarrier zal de aanwezige ruis spanning door de detector worden gelijkgericht, waardoor een snel fluctuerende gelijkspanning ontstaat aan het knooppunt D2/R16. Het low pass-filter kan de snelle veranderingen niet volgen en laat aan z'n uit-

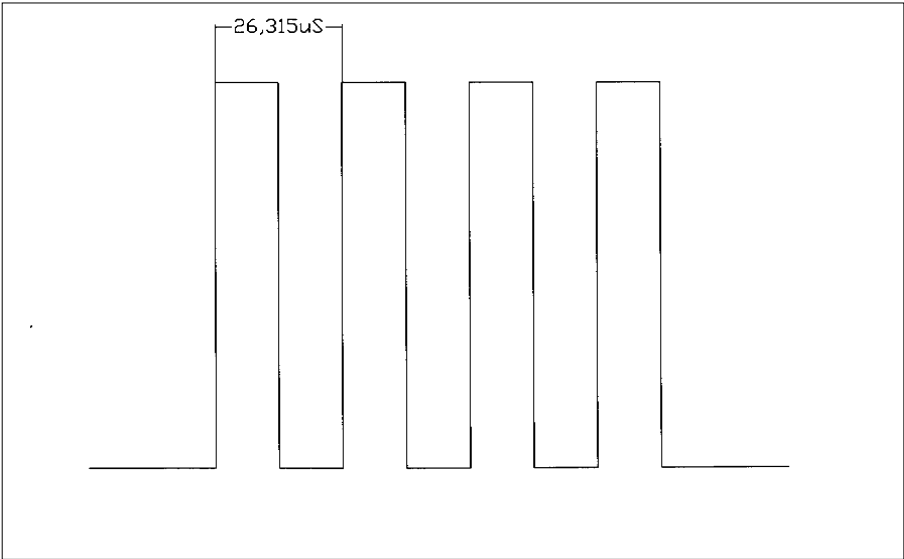


Fig.3  
38 kHz-blokgolfburst, 4 perioden

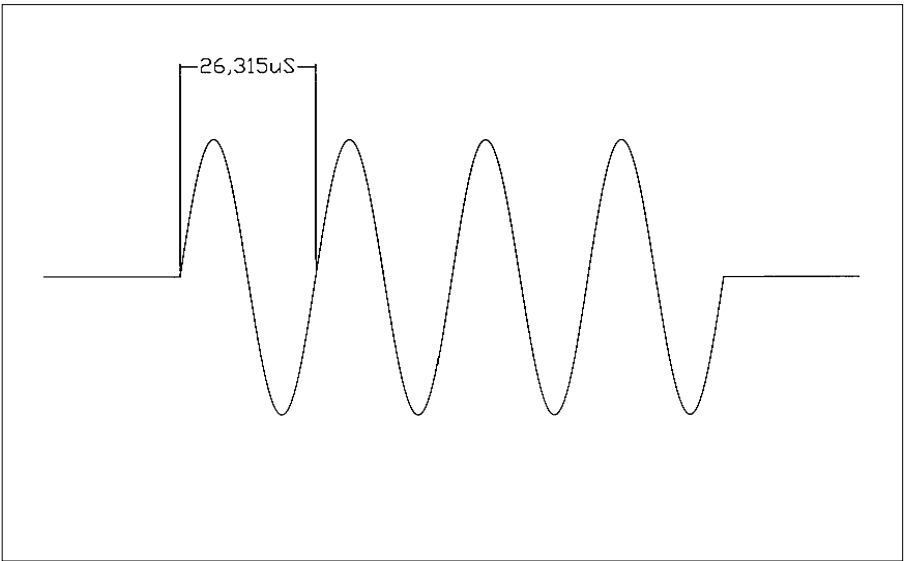


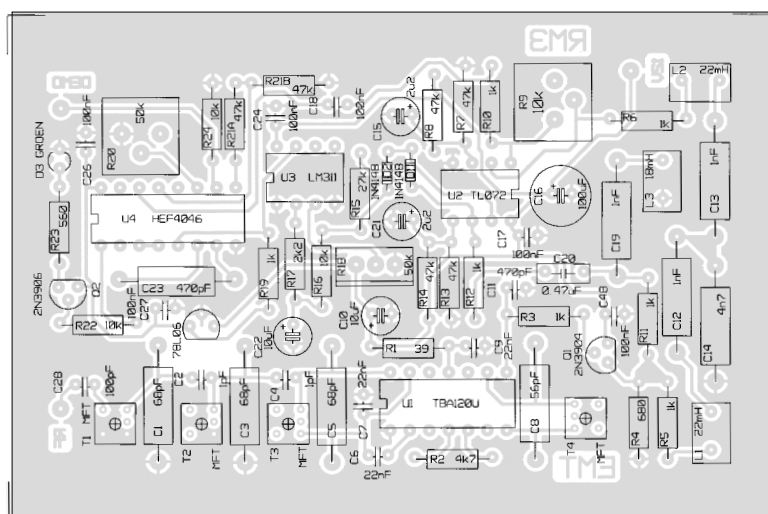
Fig.4  
38 kHz-sinusburst, 4 perioden

gang de gemiddelde waarde van deze fluctuaties zien. Over C22 ontstaat dus een gelijkspanning, die afhankelijk is van de aanwezige ruis. Wanneer er wel een carrier aanwezig is, zal door de sterk afgenomen ruis over C22 slechts de minimum waarde staan (halve voedingsspanning). De comparator vergelijkt de door de low-pass aangeboden spanning met een andere spanning (afkomstig van instelpotmeter R18). Wanneer de spanning op pin 2 van de LM311 hoger is dan die aan pin 3, zal de uitgang 'hoog' zijn en de HEF4046 in 'stand-by' zetten.

De 38 kHz-notch voorkomt het activeren van de squelch tijdens het ver-

zenden van de pulsen. De detector zou ze immers als ruis interpreteren. Aangezien de notch niet bepaald diep is (circa 15 dB) hebben de pulsen wel een kleine invloed op de gemiddelde gelijkspanning over C22. Deze omstandigheid is van belang bij het afregelen van de squelch.

De signalen uit voornoemde schakelingen komen nu aan bij een HEF4046-PLL. Hier worden de nog sinusvormige 38 kHz-tonebursts, die op een niveau van ongeveer 600 mV zijn gebracht door U2A aangeboden aan pin 14. De aanwezige VCO van de 4046 'locked' ogenblikkelijk gedurende de aanwezigheid van de bursts, maar staat uit gedurende de



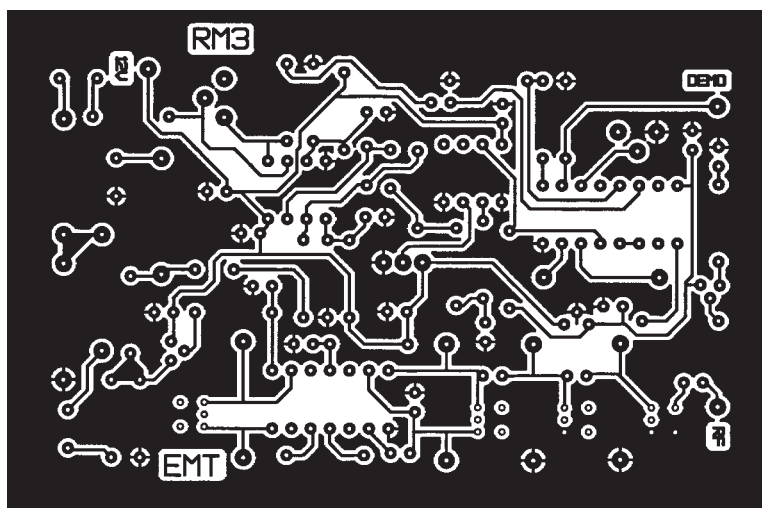
**Fig.5 en 6**  
Print layout en componentenop-  
stelling ontvangsteel

burst-pauzes. D3 dient als 'lock'-aan-  
duiding en knippert tijdens het ver-  
zenden van de IR-code. De combina-  
tie C23/R20 bepaalt de frequentie  
van de VCO. Met R20 kan de fre-  
quentie worden gewijzigd. Op de  
demodulator uitgang van het IC (pin  
10) hebben de herwonnen pulsen  
weer hun oorspronkelijke vorm.

In verband met eventuele verdere  
digitale verwerking op TTL-niveau is  
gekozen voor een voedingsspanning  
van 6 V, waardoor over R24 nu blok-  
vormige, positief gaande pulsen van  
circa 5 V staan.

### IR-zendmogelijkheden

In het schema op figuur 11 zijn twee  
IR-zendmogelijkheden aangegeven  
en een directe verbinding. IR-zender  
A kan worden ingezet als de afstand  
tussen dit deel en het ontvangstge-  
deelte niet meer dan enkele meters  
bedraagt en zal in de meeste gevallen  
wel voldoen. In het ritme van de  
blok-vormige spanning –afkomstig  
van pin 10 van de 4046– zal Q3  
steeds even open gaan en een  
stroom door D4 en D5 veroorzaken.  
D5 is de eigenlijke IR-LED, die gericht  
moet worden op de te bedienen  
apparatuur, terwijl D4 de zichtbare  
indicatie vormt. IR-zender B kan  
gebruikt worden in combinatie met  
de 4049 als 'cabledriver' als lange  
kabelverbindingen nodig zijn.



Het schema –vanaf de kabel gezien-  
voorbij de 10 nF-condensator is een  
gedeelte van een Powermid-receiver,  
maar kan ook makkelijk worden  
nagebouwd. Omdat hier op de PNP-  
transistor negatief gaande pulsen  
moeten worden aangeboden, is het  
nodig de positief gaande pulsen uit  
de 4046 door een 4049 te laten  
inverteren. Voor de volledigheid is de  
schakeling voor een directe verbind-  
ing met een Chaparral Monterey-  
ontvanger opgenomen. Het gedeelte  
voor de stippellijn weer aansluiten op  
pin 10 van de 4046. Het gedeelte na  
de stippellijn is al aanwezig in een  
Monterey-ontvanger en bereikbaar  
via de 'UHF remote'-ingang.

De rechthoekige pulsen worden door  
de 220 nF-condensator wat ronder  
gemaakt omdat de TIL117 het anders  
niet kan volgen...

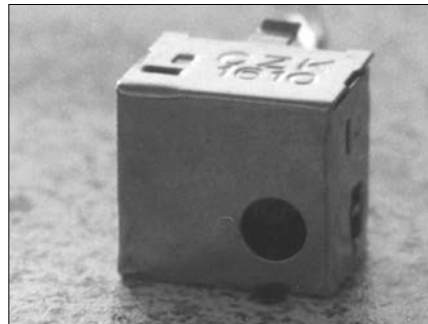
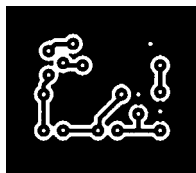
Voor de ontvanger is een 3.5 mm ste-  
reo- steekplug nodig. De normale  
massa-aansluiting blijft massa.

Op het puntje van de plug staat bij  
aansluiting 12 V uit de ontvanger.  
Het middendeel van de plug moet de  
pulsen gaan bevatten.

### Afregel- en bouwaanwijzingen

Gebruik voor de bouw van de scha-  
keling dubbelzijdig printmateriaal.  
De componentenzijde van de print  
doet ook weer dienst als aardvlak.  
De onderdelen, die aan massa komen  
dus aan de onder- én bovenkant sol-  
deren! Van de schakelingen van  
figuur 11 is alleen voor IR-zender A  
een printje getekend. Om de Conrad  
IR-module te kunnen modificeren  
moet het printje eerst worden losge-  
soldeerd van het afschermblik.  
Gebruik hier bijvoorbeeld zuiglitze  
voor. Op het printje bevinden zich  
drie elco's, die om hoogte te sparen  
tegen de print aangedrukt zijn. Buig  
ze voorzichtig recht. Vlak bij de  
header zijn twee SMD-weerstanden  
gemonteerd. De weerstanden heb-

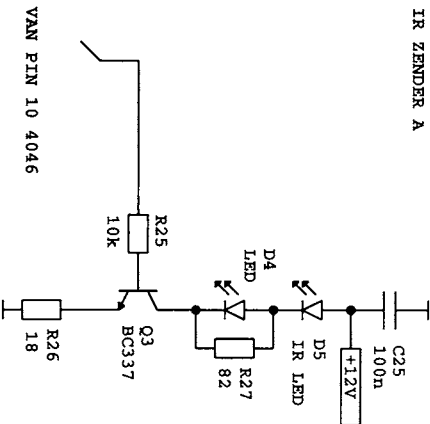
De elco's kunnen nu weer tegen de print aan worden gedrukt. Aan de andere zijde van het printje worden de extra onderdelen gemonteerd. Klem met een 'derde handje' het kleine printje zó in, dat de solderingen van de header zich rechts onder bevinden. De rechterpin (3) is met massa verbonden, de middenpin (2) dient weer als uitgangssignaal en de linkerpin (1) tenslotte is verbonden met de 5 V-voeding. Traceer de eerste 'via' (doorverbinding naar andere zijde) links van de header. Op dit punt is de 38 kHz-component in de pulsen nog aanwezig én een DC component. Als buffer voor dit signaal is een emittervolger nodig. De basis van bijvoorbeeld een 2N3904 op dit punt aansluiten en de collector direct op de 5 V-aansluiting van de naastgelegen header.



het frontpaneel van de zender) via een kabeltje aansluiten op de interface-print, die het beste ook in de zender kan worden gemonteerd.

Let bij het monteren van C1,C3,C5 en C8 van de ontvangstprint op de juiste waarde. In het schema staan de richtwaarden voor 6 MHz en 7 MHz. De waarden voor 6 MHz zijn ook bruikbaar voor 6.5 MHz. De 7 MHz-waarden gelden ook voor 7.02 , 7.20 MHz en dergelijke.

Sluit nu een toongenerator aan op punt TG van de interface (de jumper voor de IR-module moet even verwij-



8





## Dubus-boek 5

Onlangs is het vijfde deel van de serie Dubus-boeken verschenen. Het vijfde deel bevat onder andere uitvoerige beschrijvingen van schakelingen van een multibandtransceiver, een 10 GHz SSB-transceiver, 10 GHz-vertervoorversterkers voor 23, 3 en 1,5 cm eindtrappen voor 70, 23 en 13 cm. Verder wordt aandacht besteed aan microgolft technieken en het ontwerpen van antennes voor verschillende frequenties.

Dubus boek 5 is te bestellen door 35 DM of een eurocheque ter waarde van DM35 te sturen naar:

Dubus-Verlag, Grützmlhlenweg 23,  
D-22339 Hamburg, Duitsland.

Vergeet niet duidelijk uw naam en adres te vermelden en uw bestelling (Dubus boek 5).

## CQ-TV in A4-formaat

De kogel is door de kerk! Na een jarenlange discussie heeft het bestuur van de British Amateur Television Club (BATC) besloten om met ingang van 1999 haar blad CQ-TV in A4-formaat uit te geven.

Volgens BATC-voorzitter Trevor Brown biedt het A4-formaat vele voordelen boven het oude A5-formaat. Voor het afdrucken van com-

plexe schema's is veel meer ruimte beschikbaar, wat de leesbaarheid aanzienlijk zal bevorderen.

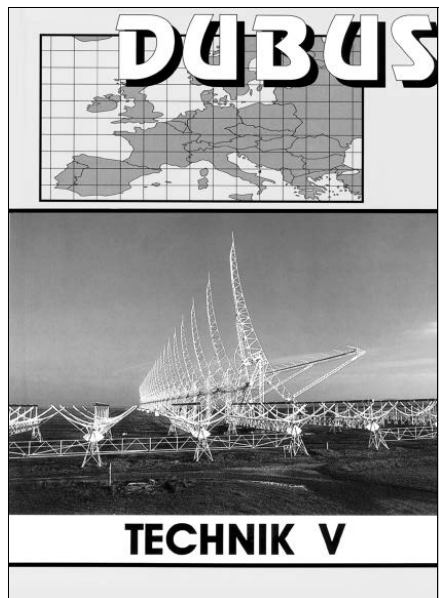
De BATC is te vinden op Internet bij: <http://www.batc.org.co.uk>.

Telefonisch is de BATC 's avonds en in het weekeinde te bereiken onder telefoonnummer

## Repeater 1997 op CD

Medio februari 1999 zal de eerste CD van Repeater verschijnen. De artikelen die verschenen zijn in de Repeater

nrs. 1/1997 t/m 5/1997 zullen in PDF-formaat op het glimmende schijfje te vinden zijn, alsmede de datasheets van verschillende componenten die in de uitgaven gebruikt zijn. Tevens zal zowel voor de Windows- als Mac-omgeving een versie van Acrobat Reader opgenomen zijn. De Repeater 1997 CD zal dertig gulden gaan kosten en is te bestellen via de uitgever van Repeater.



In Repeater 3/1998 is een zendermodule gepubliceerd die door Luis Cupido, CT1DMK, ontwikkeld was. Luis kondigde toen al aan dat er meer modules gepubliceerd zouden worden.

In dit nummer wordt de ontvangst van 24 GHz nader bekeken. Zowel een voorversterker als een mixermodule worden hier beschreven.

In buitenlandse bladen zijn al verschillende ontwerpen gepubliceerd. Met name Michael Kuhne -DB6NT-, Toshi Takamizawa -JE1AAH- en Erich Zimmermann -HB9MIN- hebben verschillende concepten voor complete zend/ontvangststations voor 24 GHz ontwikkeld. In Nederlandse tijdschriften is echter nog weinig te vinden

geweest. Redenen genoeg om voor de redactie van repeater eens te kijken wat er allemaal gebeurd op dit gebied. Luis Cupido heeft oin Portugal een 10/24 GHz relaisstation gebouwd en sommige van de door hem ontwikkelde modules worden hier beschreven. verschillende Portugese zendamateurs hebben de modules al met succes nagebouwd.

Een groot probleem bij het ontwikkelen van schakelingen op 24 GHz blijft de afwezigheid van componenten die op deze frequentie ook gespecificeerd zijn. Dat brengt met zich mee dat tuning van de afgestemde kringen onvermijdelijk is. Luis Cupido heeft met algemeen goed verkrijgbare componenten ontvangtschakelingen ontwikkeld, waaraan -zo is uit de praktijk gebleken- steeds de kringen bij de gate en drain van de HEMT's geoptimaliseerd moeten worden.

## Voorversterker

De 24 GHz-voorversterker bestaat uit

een drietraps versterker, opgebouwd met HEMT's. In figuur 1 is het schema weergegeven, terwijl in de figuren 2 en 3 respectievelijk de componentenopstelling en de printlayout zijn afgedrukt.

De LNA heeft een golfpijp-ingang (WG) en een SMA-uitgang. Voor de inkoppelsonde in de golfpijp is gebruik gemaakt van een stukje semi-rigid (UT-085), waarvan de afscherming verwijderd is. De  $1/4 \lambda$ -koppelingen tussen de trappen fungeren verder als een DC-blok. In- en uitgangen bestaan uit 50 Ohm-leidingen. In het ontwerp kunnen verschillende typen HEMT gebruikt worden. Zo is er geëxperimenteerd met de Fujitsu-HEMT's FHX13 en FHX14 en de NEC-HEMT's NE32463 en NE32563.

De beste resultaten zijn behaald met HEMT's van NEC (versterking 26 dB, ruisgetal 1,4 dB), waarbij de NE32463 in de eerste twee trappen gebruikt zijn en de NE32563 in de derde. Met RV1-3 kan iedere trap afgeregeld worden op maximale versterking en minimale ruis. Ervaringen

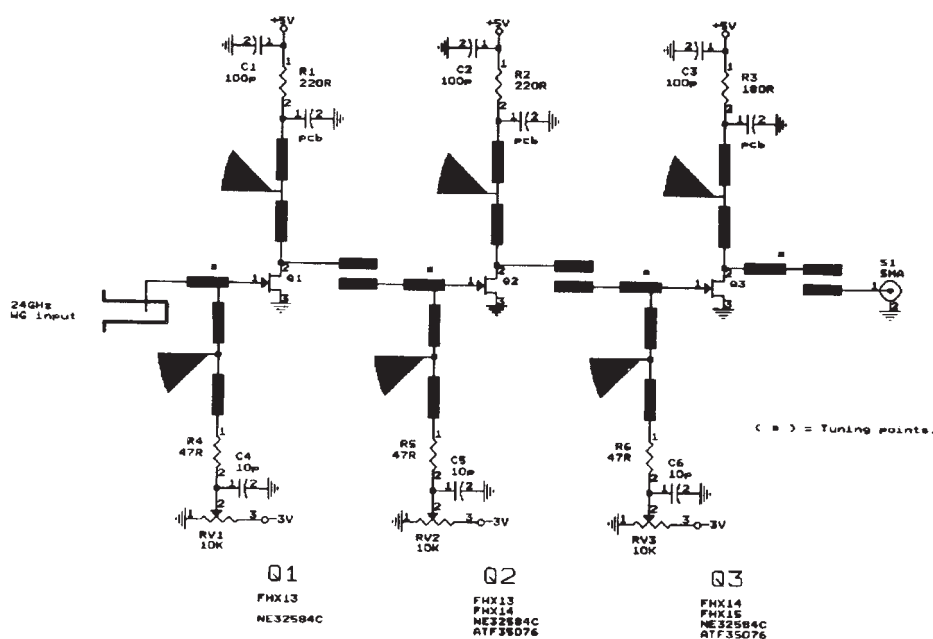


Fig. 1  
Schema van de voorversterker

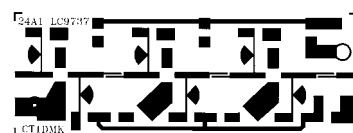
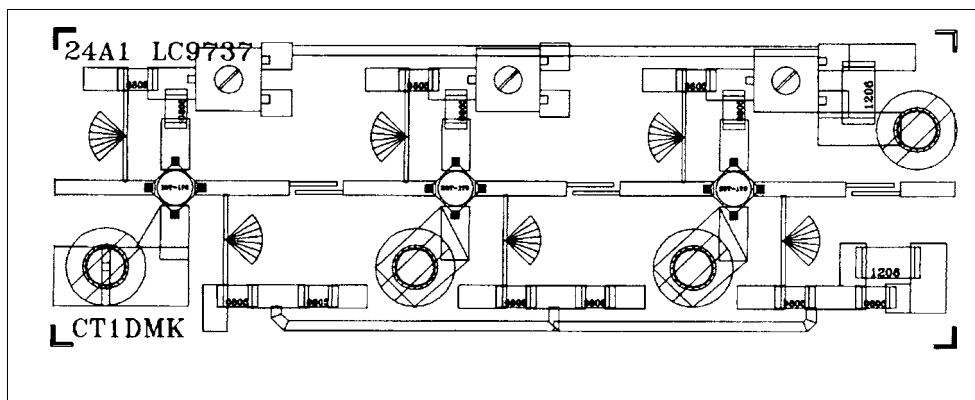


Fig.2(links)  
Componentenopstelling 24  
GHz-LNA  
Fig.3 (boven)  
Print layout LNA (schaal 1:1)

met Misubishi-HEMT's zijn overigens niet opgedaan (niet voorradig in de shack).

### Mixer

In figuur 4 is het schema weergegeven van de 24 GHz-mixer. De schakeling bestaat uit een 24 GHz-bandpass-filter, een ratrace-mixer en een actieve verdubbelaar (vergelijkbaar met de verdubbelaar die in de zendermodule gebruikt wordt -zie Repeater 3/1998).

Het bandpass-filter is 1,5 GHz breed en dempt ongeveer 4 dB. Filters met een smallere bandbreedte waren praktisch niet te realiseren.

In de ratrace-mixer wordt gebruik

gemaakt van twee dioden (BAT15 of voor de beste resultaten de BAT30). De FET-verdubbelaar levert een signaal van 7 dBm aan de mixer. Voor de Local Oscillator kan een gemodificeerde DRO op 12 GHz gebruikt worden. Bij een middenfrequentie van 1,3 GHz bedraagt de spiegelonderdrukking circa 30 dB.

### Bouw

Bij de ontwikkeling van de modules is rekening gehouden met een universele behuizing, waar naar keuze de verschillende modules ingebouwd kunnen worden. Op bladzijde 14 zijn de tekeningen van deze behuizing nogmaals afgedrukt. De printjes zijn

gemaakt van Rogers RT5870 met een dikte van 0,25 mm. De printjes worden aan de massazijde gesoldeerd op een even groot stukje koper van 0,8 mm dikte. Dit om de stabiliteit te vergroten van het printje, maar ook om de module makkelijker uit de behuizing te kunnen halen.

De massaverbindingen van de HEMT's/FET's verdienen nog wat extra aandacht. Maak deze zo dicht mogelijk bij de keramische behuizing.

Veel succes met de nabouw!

Luis Cupido, CT1DMK

email:

cupido@mail.ua.pt

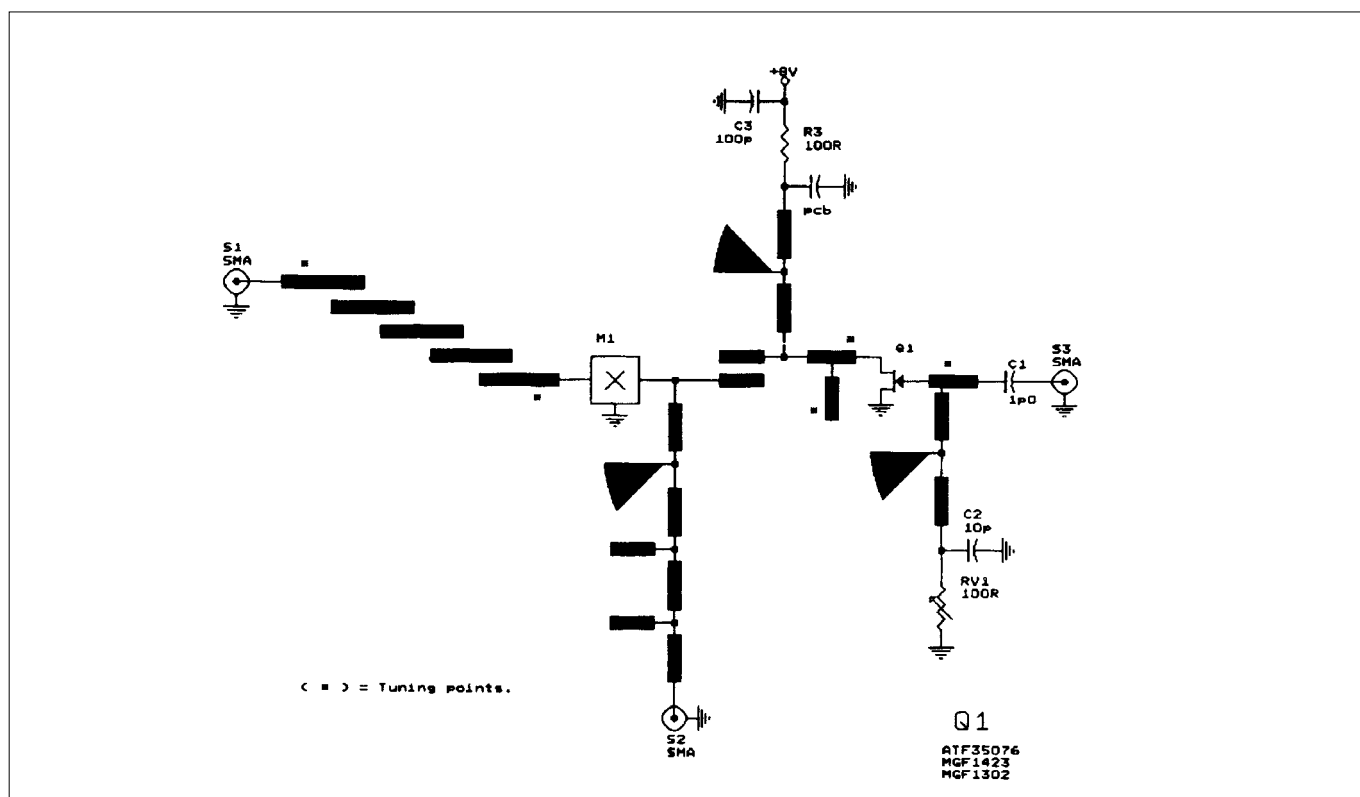


Fig.4  
Schema mixer

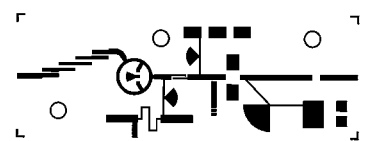
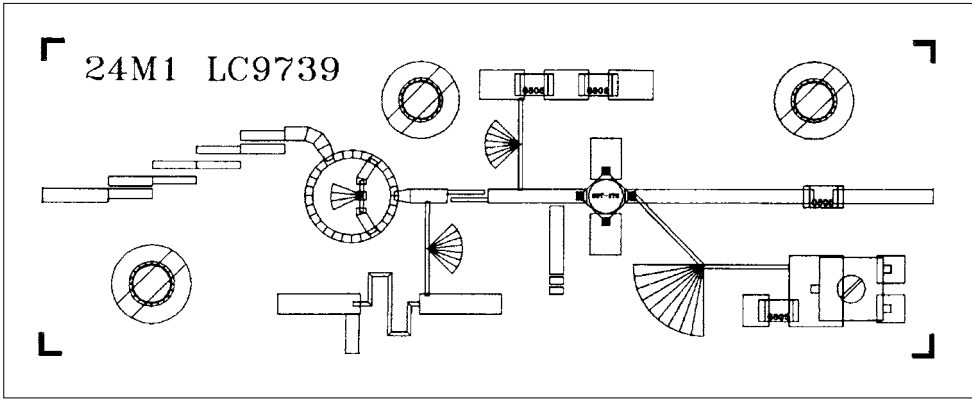


Fig.5(links)  
Componentenopstelling 24  
GHz-mixer  
Fig.6 (boven)  
Print layout mixer (schaal 1:1)

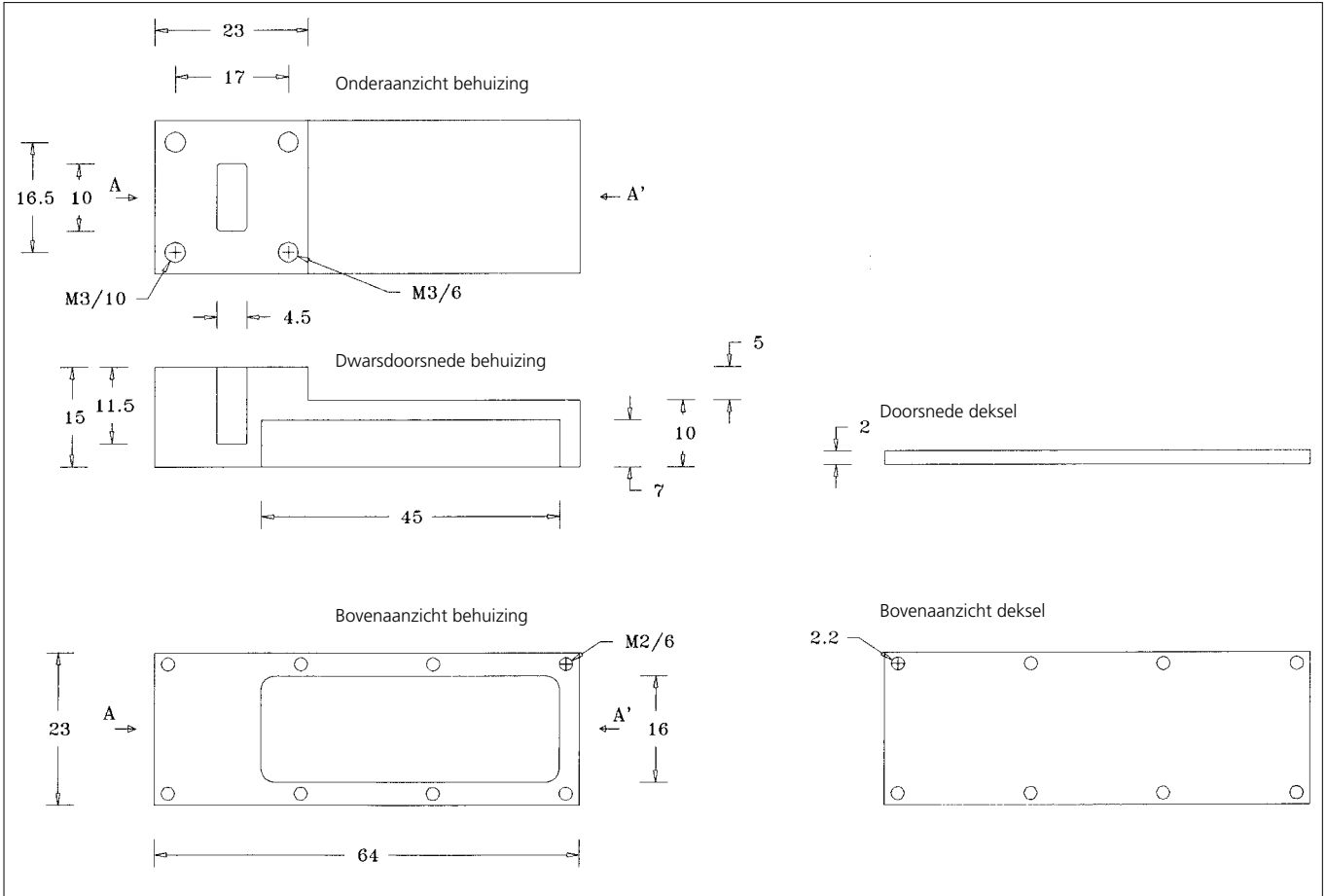


Fig.7  
Bouwtekening van de aluminium behuizing, schaal 1:1

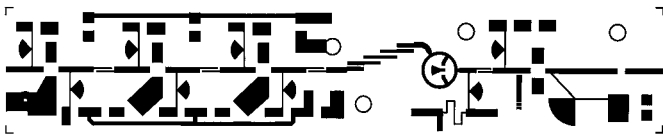
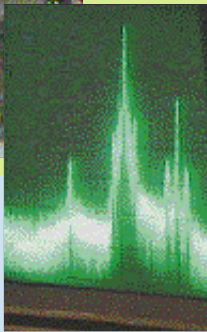


Fig.8  
De CT1DMK-modules zijn eenvoudig samen te gebruiken. Het is zelfs mogelijk om een complete converter op een print te maken. Hier is een ontwerp afgebeeld van een dergelijke door CT1DMK ontwikkelde converter, waarnee volop verder geëxperimenteerd kan worden.



# Nader bekeken

Roel van Dijk, PE1CGY, stuurde ons deze afbeelding van DBØCD, de repeater in Gelsenkirchen. Regelmatig is deze repeater in de regio goed te ontvangen en aan de beelden van de repeater kost het ook geen moeite om op 1278 MHz uit Huizen een verbinding te maken via de repeater (2343 MHz).



## A Z live

De politiehelicopter was op 6 december te gast in Alkmaar om de supporters van AZ en FC Twente te volgen. Natuurlijk konden we meegenieten op 13 cm-ban. Op de inzet een foto van de 13 cm-ban vlak naast PI6ALK het helicoptersignaal. De wedstrijd zelf was overigens prima te volgen op 10.550 GHz.



DL2KBH op 23



## C Q G R O N I N G E N

Wij ontvingen van Koen Niekamp, PAØKNW, de bovenstaande beelden van Groningse ATV-stations. De signalen zijn ontvangen op 1252 MHz door PA3ARK.



We mochten via PI6ALK meegenieten van een nieuw soort zeer compacte actieve antenne. Het enige commentaar van de Amerikaanse technici: Who the \*•• is Rolf?



e foto's  
irchen.  
Arnhem  
te zien  
Hz van  
DBØCD



In oktober hield de NVRA, afdeling Haarelem open huis. Liefhebbers konden hier kennismaken met alle facetten van het hoogfrequent. Tevens kon zelfgebouwde apparatuur worden doorgemeten. Onder de call PI4HLM werd een live verslag uitgezonden op 1255 MHz



ON1WW geeft technische les via ONØATV

## REPEATER NIEUWS

De afgelopen maanden zijn er weer een paar nieuwe ATV-repeaters bij gekomen in Nederland. We kregen een 'geboortekaartje' van PI6HDB uit Hardenberg.

Voorlopig zal deze repeater nog als baken fungeren op 10.450 GHz. Medio februari zullen de ingangen (10,2 GHz en 1252 MHz) alsmede links naar PI6NYV, PI6ZOD en PI6MEP actief worden). De antenne staat op 30 meter hoogte opgesteld en het signaal, nu nog 70 milliWatt, is horizontaal gepolariseerd.

Vanuit Brussel is al enige tijd ONØATV actief op 10.220 GHz. Met een vermogen van ruim 10 Watt is dit station in een groot deel van zuid-Nederland te ontvangen. De ingangsfrequentie is 2370 MHz. Terug naar Nederland, waar in Beverwijk PI6YRC, het ATV-clubstation van de IJmondse Radioclub op 10.470 GHz actief wordt. Binnenkort zal ook PI6HHW in Alkmaar actief worden op 10.400 GHz met een ingang op 10.175 GHz. De repeater zal opgesteld worden op de huisvuilcentrale in Alkmaar-zuid.

In Bergen op Zoom is sinds kort PI6BOZ actief op 1248 MHz. Er wordt uitgezonden met een vermogen van 18 Watt en de Alford slot-antenne hiervoor staat op 60 meter hoogte opgesteld. Het is de bedoeling dat deze repeater uiteindelijk gaat uitzenden op 2352 MHz met ingangen op 1285 MHz en 10.400 GHz. PI6GRO zal ook op 10.475 GHz gaan uitzenden en ontvangen op 10.200 GHz. Het wordt nog dringen op de alom populaire 3 cm-band.

Interlinking blijft een hot item. PI6ATV linkt de repeaters PI6TNO (op 10.490 GHz) en PI6ALK (op 2352 MHz) al door, maar er zijn nog mogelijkheden voor andere repeaters, via PI6ALK worden regelmatig PI6TNO, PI6ATV, PI6HVS en PI6ANH doorgegeven en PI6TNO geeft op haar beurt PI6ALK en PI6ATV weer door. Wie volgt?

Via PI6ALK is nog steeds het digitale MPEG2-experiment actueel. Op een carrier van 9,5 Mhz is extra video-informatie digitaal voorhanden (symbolrate = 4.608 Mb/s, FEC = 7/8). En als laatste melden wij nog dat PI6ATS tegenwoordig ook een ingang heeft op 5720 MHz.



# NICAM-project: digitaal stereogeluid voor TV-amateurs

## Deel 1: inleiding

Hans Bruin

Waarschijnlijk zijn veel Repeater-lezers geïnteresseerd in NICAM, een digitaal stereosysteem dat ook in gebruik is bij onder andere PI6ALK.

Werner Damman, PE1OBW, heeft ongeveer een jaar geleden samen met een collega-amateur een NICAM-encoder ontworpen.

Het ontwerp is inmiddels al vele malen met succes nagebouwd.

Werner Damman zal een tweedelijg artikel hierover in Repeater publiceren. Als inleiding hierop alvast een nadere kennismaking met dit digitale stereosysteem.

Hoewel in verschillende landen het Duitse 'A2' of wel 'Zweiton' analoge stereosysteem al jaren in gebruik was, moest het Engelse publiek het nog geruime tijd met analoog mono doen. Het Duitse PAL-systeem was al door de Engelsen geadopteerd. Moesten ze nu ook dat Duitse 'Zweiton' overnemen? Dat nooit! Bovendien, 'A2' lijkt teveel op een verkeersweg en 'Zweiton' is niet uit te spreken in het Engels. In het BBC Research Centre hadden ingenieurs intussen begin tachtiger jaren NICAM bedacht. In september 1986 werd de 'Draft Specification of a Standard for UK Stereo-with-Television Transmissions' door de Engelse overheid goedgekeurd. De uitkomst van talloze praktijk testen, met name de robuustheid van het systeem tijdens moeilijke ontvangst omstandigheden, bleek zeer belangrijk voor de ontwikkeling van de uiteindelijke specificatie. De testen werden uitgevoerd met behulp van de Crystal Palace- en Wenvoezenders. Omdat het analoge mono

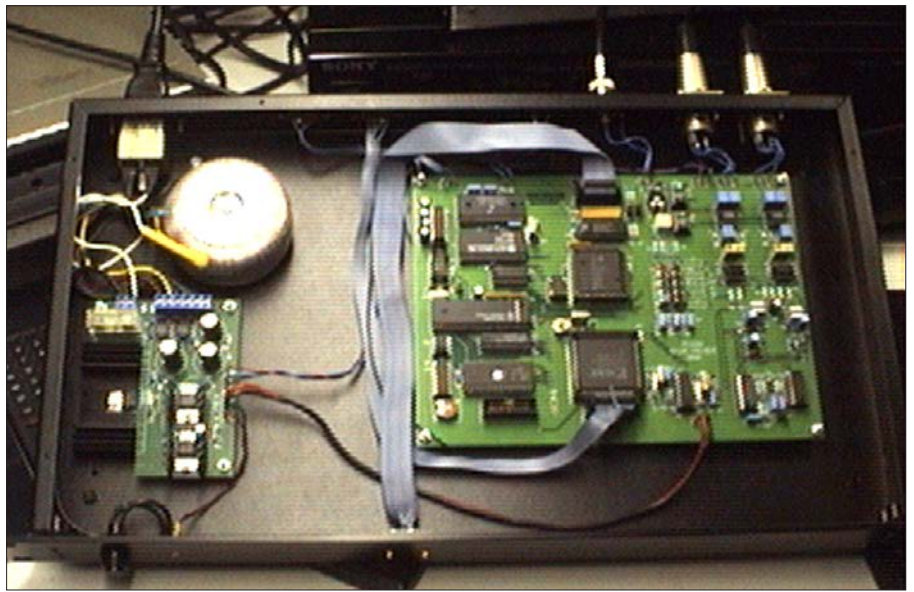


Fig. 1

Prototype van de NICAM-encoder van PE1OBW, waarvan het ontwerp in Repeater 1 en 2/1999 beschreven zal worden

geluidskanaal natuurlijk aanwezig moest blijven, was ook een goede vergelijking mogelijk tussen de twee systemen. Bij de ontwikkeling van de standaard is men uitgegaan van eenzelfde packet-formaat als in gebruik bij C-MAC, eigenlijk om een decoderchip zowel voor NICAM als voor MAC te kunnen inzetten. Uiteindelijk is van deze gemeenschappelijke factor geen gebruik gemaakt.

De letters van het woord NICAM staan voor 'Near Instantaneous Companded Audio Multiplex'. Later zal duidelijk worden waarom. Eerst iets over de gedaante verwisseling, die het geluid moet ondergaan, voordat het -verstoort in een subcarrier- z'n weg mag vervolgen (zie blokschema, figuur 2).

### J17 preëmphase en AD-omzetter.

Het eerste element is de CCITT J17 preëmphase, die een frequentie van 800 Hz al 6.5 dB ophaalt. Ruis, die in het latere proces ontstaat, wordt hierdoor gereduceerd (zie Repeater 1/98 pag.20 voor de frequentiekenarakteristiek). Hierna volgt de AD-omzetter. Om analoog geluid te kunnen digitaliseren, is het nodig de golfvorm te bemonsteren. Nyquist

heeft aangetoond, dat monsters moeten worden genomen in een tempo van twee maal de hoogst doorgelaten frequentie om later weer de oorspronkelijke golfvorm te kunnen herstellen. Voor het NICAM-sigitaal wordt een bemonsteringsfrequentie (sampling rate) gebruikt van 32 kHz.

Dit wil zeggen dat er met tussenposen van  $31.25 \mu s$  een sample genomen wordt. Een laagdoorlaatfilter gaat aan de bemonsteringsschakeling vooraf om frequenties boven de helft van de sampling rate te verzwakken. Dit is nodig om 'aliasing' tegen te gaan. De term 'aliasing' geeft aan, dat er bemonsteringsverwarring ontstaat, oftewel wie is wie. Wanneer de signaalfrequentie  $F_s$  hoger is dan de helft van de bemonsteringsfrequentie  $F_b$  zal een 'aliasing' signaal worden gegenereerd met een frequentie van  $F_a = F_b - F_s$ . Een  $F_s$  van 24 kHz resulteert hier dus in een  $F_a$  van 8 kHz en is dan niet meer te onderscheiden van de echte 8 kHz. Hoewel voor  $F_s$  16 kHz. toelaatbaar zou zijn, wordt in de praktijk het frequentiebereik van de twee kanalen meestal begrensd tot 15 kHz.

## NICAM 728, ZENDZIJDE

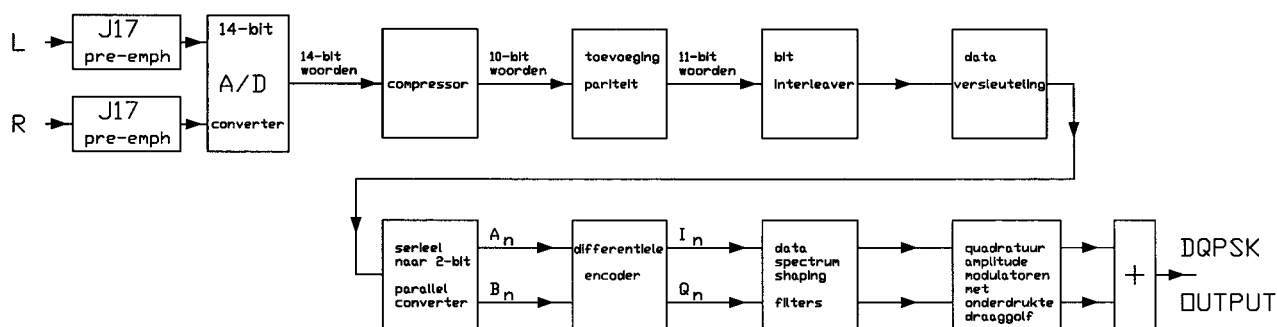


Fig.2  
Principeschema Nicam-encoder

Op elk bemonsteringstijdstip moet nu de amplitude-informatie worden vastgesteld. Deze bewerking heet kwantificeren (quantisation).

Nu heeft een analoog signaal een oneindig aantal amplitudewaarden, waarvan slechts een beperkt aantal kan worden gekozen. Hoeveel het er worden, hangt af van het aantal bits, waarin zo'n amplitudewaarde wordt vastgelegd. Voor het kwantificeren van het NICAM-audio worden 14 bits gebruikt. Het aantal kwantificeringsniveaus is dan  $2^{14} = 16384$ .

De signaal/fout-verhouding, die als signaal/ruis-verhouding kan worden gelezen is hierbij  $20\log 16384 = 84.3$  dB.

De AD-omzetter zet de analoge ingangsspanningen om in een 2-complement binaire waarde. Als de ingangsspanning nul Volt is, genereert de AD-omzetter de 14 bits-aequivalent: 00000000000000. Voor de maximale positieve waarde 01111111111111 en voor de maximale negatieve waarde 1000000000000000. (Bij de 2-complement representatie wordt de polariteit bepaald door de Most Significant Bit - MSB).

De datastroom van de 14 bits AD-omzetter wordt nu tijdelijk in een geheugen opgeslagen. In de stereo-mode bevat de datastroom eerst 14 bits, die in het linker kanaal zijn bemonsterd (A1). Dan volgen 14 bits van het rechter kanaal (B1). Vervolgens weer 14 bits van het lin-

ker kanaal (A2) en 14 bits van het rechter kanaal (B2), net zo lang tot dat B32 is bereikt. Dan begint alles weer opnieuw.

### Compressor en toevoeging pariteit

Om de uiteindelijke bandbreedte te kunnen beperken ondergaat de 14 bit-woordlengte een reductie tot 10 bits in de digitale compressor. Normaal zou het aantal kwantificeringsniveaus  $2^{10} = 1024$  zijn met  $20\log 1024 = 60.2$  dB s/r verhouding, maar door een slimme manier van comprimeren kan het signaal bij ontvangst weer worden geëxpandeerd tot 14 bits.

De betekenis van elk bit in een woord hangt sterk af van het geluidsniveau, dat door dat woord wordt gerepresenteerd. Het minst significante bit (LSB) in een woord kan het uiteindelijke signaal maar voor  $1/16384$  ste deel beïnvloeden, dat wil zeggen alleen merkbaar bij zachte passages. Bij luide passages is de invloed van de LSB verwaarloosbaar klein. Figuur 3 geeft een overzicht van de gebruikte codering van het digitale compressie systeem.

Het meest significante 14e bit (MSB) is een 'sign bit' en wordt altijd doorgegeven, omdat dit aangeeft of een sample een positieve of een negatieve spanning vertegenwoordigt. Vanaf het 13e t/m 10e bit is een groot gearceerd deel aangegeven.

Het arceren geeft aan, dat de

betreffende bits niet worden uitgezonden. Het valt op, dat als bit 13 en 14 hetzelfde teken hebben, bit 13 wordt weggelaten. Evenzo wordt bit 12 weggelaten, als dit bit gelijk is aan bit 13 en 14. Op deze wijze ontstaan dus woordlengtes tussen de 10 en 14 bits. Heeft een woord 11 bits, dan wordt het minst significante bit (LSB) weggelaten, zodat er 10 overblijven. Bij een 12 bit-woord worden twee bits aan de LSB-zijde weggelaten, enz.

Aan de 10 bits woorden wordt vervolgens een pariteits bit toegevoegd om wat bescherming te verkrijgen tegen mogelijke fouten, die in de transmissieweg kunnen optreden.

De gebruikte foutdetectie methode staat bekend als 'even pariteit'.

Het teken van dit pariteits bit is zodanig, dat het aantal enen in de zes méést belangrijke bits even is. Als aan de ontvangzijde een oneven pariteit ontstaat, is het duidelijk, dat de data verminkt is overgekomen. Een even aantal bitwisselingen blijft echter onopgemerkt!

### Constructie

Hoe moet de ontvanger nu vanuit deze beschermde 11 bits woorden weer 14 bits woorden construeren? Om aan te geven, welke bits zijn weggelaten tijdens het comprimeren, moet de zogenaamde schaalfactor worden meegezonden. Helaas kunnen niet alle bits teruggewonnen worden. De genegeerde bits aan de

LSB-zijde zijn de slachtoffers, maar ze worden alleen tijdens de luidste passages weggelaten. De resolutie voor het luidste audio, waarbij 'coding range' 1 geldt, is dan 10 bits = 60 dB signaal/ruis afstand. Een 11 bits-resolutie is van toepassing in 'coding range' 2. Dit gaat zo door t/m de 14 bit 'coding range' 5.

De schaalfactor code bestaat uit drie 'range bits' en kan dus acht verschillende combinaties representeren van 'coding range' en 'protection range'. In de 'protection range' wordt de mate van fout bescherming aangegeven, waardoor in de ontvanger aan de meest significante bits wat extra bescherming kan worden geboden. De binaire waarde van de schaalfactor code is volgens de oorspronkelijke specificatie van BBC Engineering overigens géén afspiegeling van de 'coding range'. Van boven naar beneden vertegenwoordigen de binaire getallen achtereenvolgens: 7, 6, 5, 3, 4, 2, 1, 0!

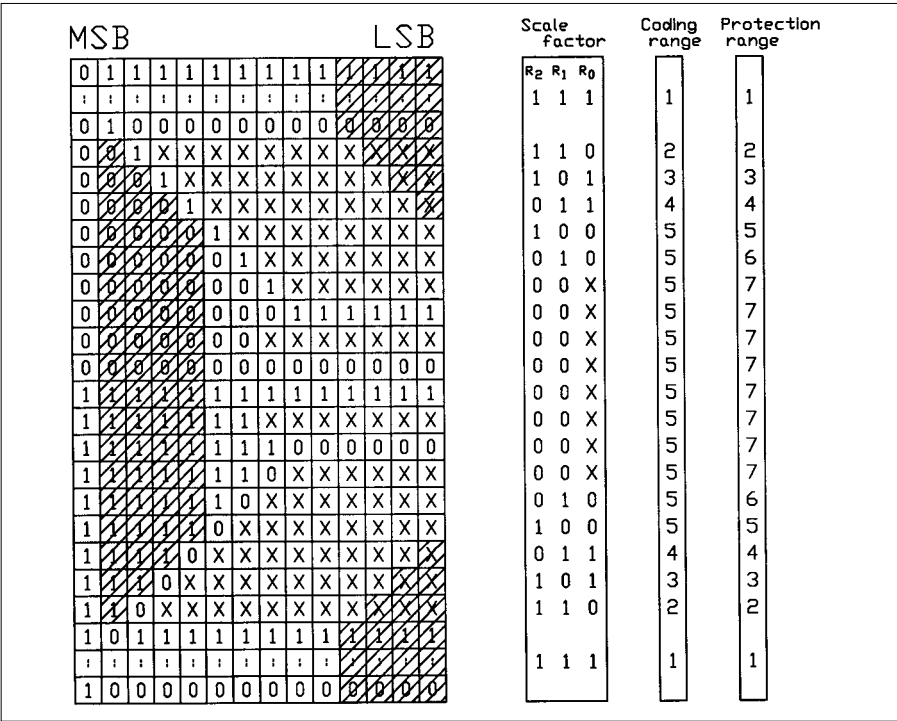


Fig.3  
Codering en compressie

### Frame-opbouw

Kijk nu eerst naar figuur 4. Hier is te zien, hoe een 'frame' is opgebouwd. Het beschermde 11 bits-woord is aangegeven als X0 - X9, waarbij X0 de minst significante bit voorstelt. 'P' is de pariteitsbit. De frame-opbouw is hier ingericht voor de stereo mode. Van de in totaal 728 bits in een 'frame' zijn er 704 voor de geluids-informatie en er is dus plaats voor 64 woorden. De oneven woordnummers worden voor het A-kanaal gebruikt en de even woordnummers voor het B-kanaal. Per kanaal zijn dus 32 woorden beschikbaar over een tijdsperiode van 1 msec. Het woord, dat de grootste waarde vertegenwoordigt van deze groep bepaald de instelling van de 'range bits'. Omdat er steeds 32 woorden moeten worden afgewacht, voordat de schaalfactor kan worden vastgesteld en dit 1 msec duurt, heet de compressie methode dan ook 'near-instantaneous', bijna onmiddellijk. Door deze werkwijze neemt de kwantiserings-ruis wel toe, maar is gelukkig alleen maximaal als het signaal dat óók is.

De manier, waarop de schaalfactor data worden verzonden is bijzonder ingenieus. Hiervoor worden de pariteitsbits van de datawoorden

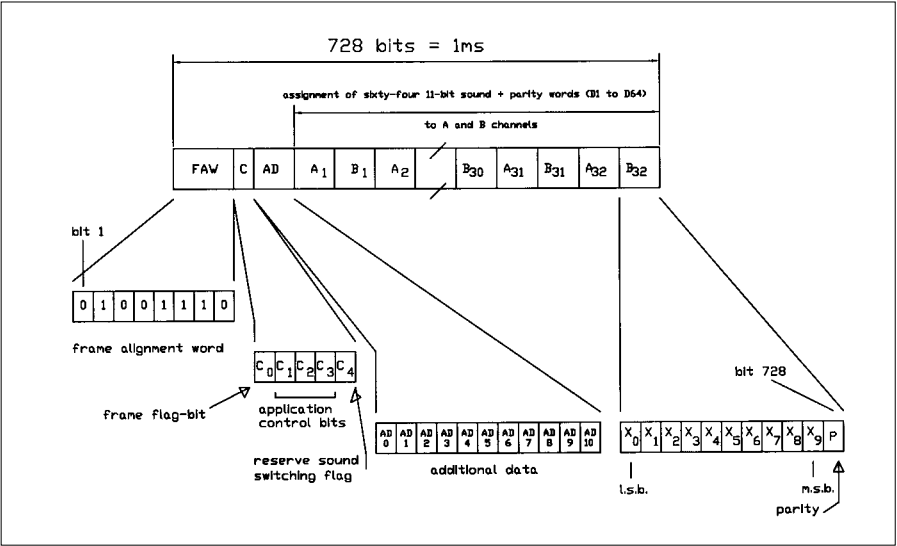


Fig.4  
Frame-opbouw stereomode

gebruikt en heet dan ook 'signalling-in-parity'. Aan de hand van een ingewikkelde tabel, die in een geheugen aanwezig is, worden de pariteitsbits gemodificeert. De decoder kan met behulp van 'majority-decision logic' de 3 bit-schaalfactor weer terugwinnen. Tijdens dit proces verkrijgen de pariteitsbits ook weer hetzelfde teken, dat ze vóór de modificatie hadden.

Aan zenzijde wordt het aequivalent voor een 'range bit' met teken '0'

verkregen door voor een bepaalde combinatie van negen woorden de even pariteit te berekenen. Hetzelfde wordt gedaan voor een 'range bit' met teken '1', maar dan om de oneven pariteit te berekenen.

Aan ontvangzijde kan de decoder voor een combinatie van negen woorden bepalen of een meerderheid van de pariteitsbits even is of oneven. Wanneer de meerderheid even is, concludeert de decoder dat de 'range bit' teken '0' moet hebben gehad en vice versa.



# NICAM INTERLEAVE SYSTEEM

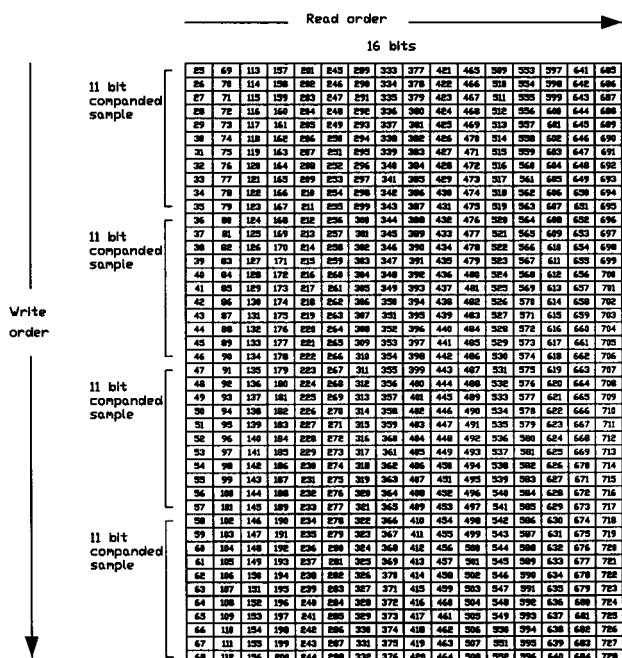


Fig.5

Als tijdens de transmissie minder dan de helft van de pariteitbits foutief is overgekomen, kan de decoder dus altijd de juiste beslissing nemen en de 'range bits' zijn hierdoor zeer goed beschermd.

De pariteitbits van negen woorden moeten dus worden gemodificeerd om één 'range bit' te versturen.

Per kanaal zijn drie van deze bits nodig, zodat in totaal de pariteitbits van 54 woorden nodig zijn.

De 'range bits' van het linker kanaal zijn R2A, R1A, R0A en vormen het schaalfactorwoord FE1. De 'range bits' van het rechter kanaal zijn R2B, R1B, R0B en vormen schaalfactorwoord FE2

'FE' is een afkorting van het Franse woord voor schaalfactor 'facteur d'échelle', een term die in de EBU-specificatie SPB 284 is gebruikt. Er is nu afgesproken, dat wanneer de 'range bits' van linker of rechter kanaal '1' zijn, de pariteitbits van een gegeven combinatie van negen woorden worden geïnverteerd. Voor de zes 'range bits' volgen nu de nummers van de betreffende woorden. Voor het nummeren zijn twee manieren gangbaar, die helaas wel verwarrend zijn. De hier aangegeven nummering is die van de oorspronkelijke specificatie,

waarbij het eerste woord '1' is genoemd en het laatste '54' (bij de andere nummering is het eerste woord '0' genoemd en het laatste '53').

Voor het linker kanaal zijn dat:

R2A: 1, 7, 13, 19, 25, 31, 37, 43, 49

R1A: 3, 9, 15, 21, 27, 33, 39, 45, 51

R0A: 5, 11, 17, 23, 29, 35, 41, 47, 53

Voor het rechter kanaal zijn dat de woorden:

R2B: 2, 8, 14, 20, 26, 32, 38, 44, 50

R1B: 4, 10, 16, 22, 28, 34, 40, 46, 52

R0B: 6, 12, 18, 24, 30, 36, 42, 48, 54

Er zijn nog tien woorden over om dezelfde truc uit te halen voor bijvoorbeeld een paar 'application control bits'. In de oorspronkelijke 'draft' was hier overigens niet in voorzien.

## Bit interleaver

De databescherming door middel van het pariteitstelsysteem werkt redelijk tegen fouten, die in het traject tussen zender en ontvanger kunnen ontstaan. Een extra bescherming vormt het eenvoudige 'interleave' systeem, dat bij NICAM in gebruik is. De 64 x 11 = 704 bits ondergaan namelijk nog een bewerking. Bekijk hiertoe figuur 5.

De bitnummers 25 t/m 728 zijn achter elkaar weggeschreven in verticale

rijen van 44 bits. De uitlees volgorde is nu horizontaal in rijen van 16 bits, waarbij een ROM address-sequencer er voor zorgt, dat de bits die oorspronkelijk naast elkaar stonden minstens 15 bits uit elkaar komen te staan. Wanneer aan ontvangstzijde een aantal opeenvolgende bits verminkt overkomt, kan toch door middel van pariteitscorrectie de zaak worden gerepareerd, omdat de fouten over een aantal woorden zijn verdeeld.

In figuur 4 wachten nu nog bit 1 t/m 24 op een verklaring. De eerste acht bits vormen het frame alignment word (FAW) en is altijd: 01001110. Vervolgens komen de vijf bits C<sub>0</sub> t/m C<sub>4</sub>. Het eerste bit, C<sub>0</sub>, heet de 'frame flag-bit' dat gedurende acht 'frames' '1' is en gedurende nog eens acht 'frames' '0', enz. Deze zich steeds herhalende opeenvolging is bijvoorbeeld nodig om oneven en even frames te kunnen identificeren. Deze identificatie is belangrijk in de mode voor twee onafhankelijke monokanalen en de mode, waarin een monogeluidskanaal is gecombineerd met een datakanaal. Een andere reden is de volgende: Het FAW heeft maar een lengte van acht bits. Het is daarom niet ondenkbaar, dat ergens in het vervolg van de datastroom nog eens acht bits in de volgorde 01001110 aanwezig zijn. Het is echter erg onwaarschijnlijk, dat een 'nep' FAW gedurende acht 'frames' gevolgd wordt door een '1' en vervolgens acht 'frames' door een '0'. Het tweede, derde en vierde bit, C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, en C<sub>3</sub> zijn de 'application control bits' en hebben de volgende functies:

- 0, 0, 0 stereomode
- 0, 1, 0 wee onafhankelijke monokanalen
- 1, 0, 0 een mono-geluidskanaal en een datakanaal van 352 kbit/sec.
- 1, 1, 0 een datakanaal van 704 kbit/sec.

Het vierde bit, C<sub>4</sub> geeft aan of het analoge geluidskanaal van de TV-zender dezelfde informatie bevat als de digitale NICAM-carrier. Als dit zo is, dan is C<sub>4</sub> '1'. Het volgende datablok AD<sub>0</sub> t/m AD<sub>10</sub>, is gereserveerd voor andere mogelijke toepassingen

(11 kbit/sec en onbeschermd).

Dataversleuteling

Na de 'interleave'-sectie volgt versleuteling (scrambling) van het 'frame' uitgezonderd het FAW.

De versleuteling is niet bedoeld om geld op te brengen, maar alleen om een vorm van energiedispersie toe te passen. De bits worden schijnbaar willekeurig door elkaar gegooid, waardoor de zijbandenergie beter verspreid raakt over de beschikbare bandbreedte. Omdat het door elkaar gooien in een bepaalde volgorde gaat, kan de ontvanger de bits tóch weer in de goede volgorde zetten. Een schakeling, die deze opdracht simpel kan uitvoeren is de 'pseudo-random sequence generator' (PRSG.) Voor NICAM wordt een 9-bit schuifregister met één aftakking gebruikt (zie figuur 6). Een aftakking tussen de vijfde en zesde trap van het schuifregister is aangesloten op ingang 'a' van een XOR (exclusive OR) , terwijl ingang 'b' met de uitgang van het schuifregister is verbonden. Uitgang 'S' van de XOR vormt de input van het schuifregister.

Het aantal combinaties van binaire getallen, dat doorlopen wordt vóórdat herhaling optreedt is hierbij 511 (2<sup>9</sup>-1), zodat de reeks ongeveer 1,5 maal loopt tijdens een 'frame'.

De PRSG's aan zend- en ontvangstzijde worden gereset naar 111111111 aan het einde van het laatste bit van het FAW (dat niet versleuteld is).

De twee PRSG's lopen dus synchroon gedurende het verdere verloop van het 'frame'.

Een tweede XOR fungeert als modulo-2 opteller van de PSRG-informatie en de eigenlijke datastroom.

De waarheidstabel van de XOR is ook in figuur 6 opgenomen. De versleutelde output van de XOR is nu geschikt om aan de serieel naar 2-bit parallel converter toe te voeren.

Serieel naar 2 bit-parallel converter

De beste manier om een digitaal signaal te moduleren, is het toepassen van fasemodulatie omdat het signaal maar twee toestanden kent, 1 en 0. Bij fasemodulatie blijft de draaggolf-frequentie hetzelfde, maar de fase verandert overeenkomstig de data-

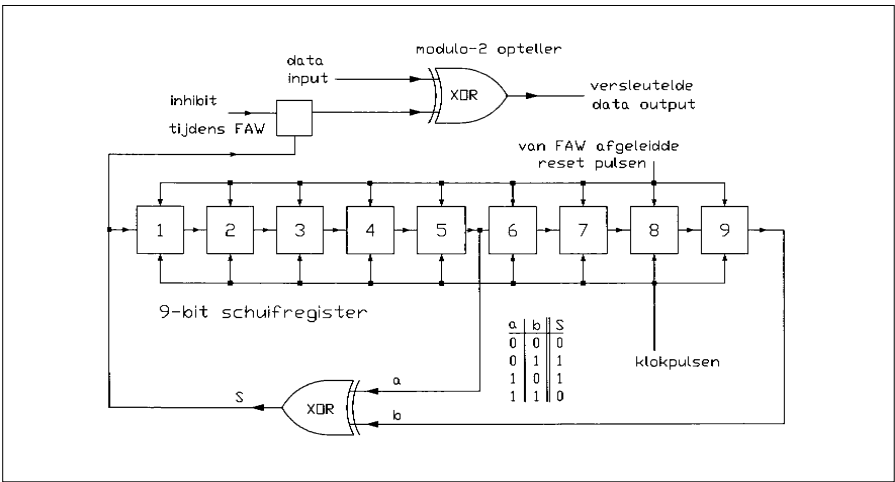


Fig.6 Versleuteling

inhoud. Voor NICAM wordt vier-fase-modulatie toegepast (quadrature phase-shift keying, QPSK), waarbij de fase van de draaggolf vier mogelijke toestanden heeft (zie figuur 7).

De aanvankelijk seriële datastroom wordt daarom eerst omgezet naar twee parallelle stromen. Er zijn vier combinaties mogelijk voor de aangeleverde bitparen A<sub>n</sub> en B<sub>n</sub>: 00, 10, 11, 01. Elk van deze paren gaat de draaggolf-fase verschillend beïnvloeden. Uitgaande van de rusttoestand van de draaggolf-fase namelijk 0°, doet het bitpaar '00' de draaggolf-fase niet veranderen. Verder geldt voor de bitparen 10, 11, 01 een verandering van de draaggolf-fase naar respectievelijk -270°, -180°, -90°.

Differentiële encoder

Voordat dit kan worden gerealiseerd zet een differentiële encoder de bitparen A<sub>n</sub> en B<sub>n</sub> om in I- en Q-signalen. De verschillende fasetoestanden worden bereikt door het optellen van de 'In-phase'- en 'Quadrature'-vectoren. Voor fasetoestand '00' bijvoorbeeld geldt voor de I- en Q-vectoren een waarde van +1 en +1. Bitparen worden in de digitale communicatie 'symbols' genoemd. De data rate voor NICAM bedraagt 728 kbit/sec, de symbol rate bedraagt voor deze modulatiemethode dus 364 kbit/sec. Wanneer als draaggolf-frequentie 6.552 MHz wordt gebruikt zijn er 18 draaggolf-perioden tussen elke fasesprong.

Data spectrum-shaping filters

Tussen de differentiële encoder en de

quadratuur amplitudemodulatoren zijn voor de I- en Q-signalen laag-doorlaatfilters aanwezig. Hierdoor wordt de aanvankelijke rechthoekspanning in een driehoekspanning omgezet. De faseveranderingen, die eerst sprongsgewijs plaatsvonden worden wat 'slomer' gemaakt.

Een goede filtering voorkomt een te breed signaal. Aan zenderzijde zou de amplitude-frequentierespons H<sub>T</sub>(f) de volgende vorm moeten hebben:

$$H_T(f) = \cos \frac{\pi f t_s}{2} \text{ if } 0 \leq f \leq \frac{1}{t_s}$$

$$H_T(f) = 0 \text{ if } f > \frac{1}{t_s}$$

$$t_s = \frac{1}{364000} s$$

Er wordt ook van uitgegaan, dat het filter een constante groeplooptijdvertraging heeft voor frequenties lager dan 1/t<sub>s</sub>.

Invullen voor 0 Hz levert dit 1 op (de maximale waarde van de amplitude, dus geen verzwakking). Voor 364 kHz wordt het 0 (de minimale waarde van de amplitude, dus maximale verzwakking). Halverwege het traject, op 182 kHz, heeft de amplitude een waarde van 0.707, enz.

Wanneer aan ontvangstzijde de filtering eenzelfde vorm heeft, ontstaat een optimale situatie. Dat wil zeggen onder moeilijke ontvangstomstandigheden blijft zo lang mogelijk foutvrije detectie mogelijk.

Het totale dataspectrum (zender en ontvanger) vertoont dan een 100 % cosinus roll-off. De amplitude heeft op 182 kHz een waarde van precies

de helft van die voor een heel lage frequentie en is uiteraard weer 0 voor 364 kHz.

### Quadratuur amplitudemodulator

Het laatste deel van het blokschema is de digitale modulator. Deze bevat een  $90^\circ$ -fasedraaier, die de inkomende draaggolf van 6.552 MHz splitst in twee gelijke delen, die  $90^\circ$  in fase verschillen. De gefilterde I- en Q-signalen worden dan aan de I- en Q-poorten van de mixer toegevoerd.

De mixer genereert dubbelzijband-outputs die in quadratuur staan.

De outputs worden tenslotte in fase gecombineerd tot een I/Q gemoduleerd signaal.

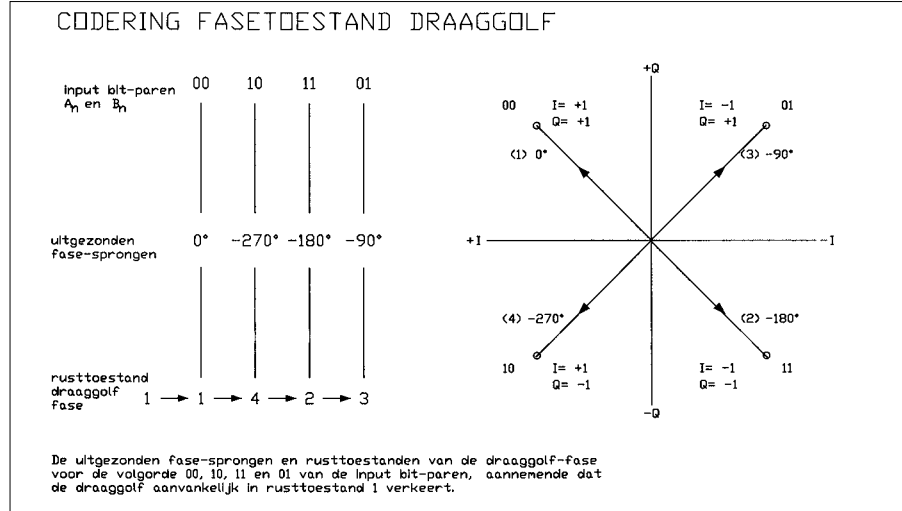


Fig.7

### Referentie

BBC Engineering: 'Specification of a Standard for UK Stereo-with-Television Transmissions', 1986

# Veel nieuwe halfgeleiders voor de microgolfbanden

**Met de sterke opkomst van diverse communicatietoepassingen op de microgolfbanden (PCS, LMDS, MMDS, TDMA, DSS) hebben de halfgeleider fabrikanten bepaald niet stil gezeten met de ontwikkeling van nieuwe en ook voor de amateur zeer interessante halfgeleiders. We hebben uit de uitgebreide hoeveelheid persberichten van de afgelopen maanden er enkele voor u uitgehaald.**



Fujitsu Compound Semiconductor uit San Jose (California) introduceerde een serie van zes nieuwe power GaAs-Fets voor 1,8 - 2,7 GHz voor gebruik in klasse AB-schakelingen met een voedingsspanning van 12 Volt. Alle Fets hebben een versterking van meer dan 9 dB en een rendement van minimaal 43%.

Voor amateurgebruik zijn de typen FLL400IP-3 (45,5 dBm output tussen 2,3 en 2,5 GHz bij een typical versterking van 9 dB) en FLL600IQ-3 (Pout=48 dBm, G1dB=10 dB). Volgens de fabrikant bedragen de 100 stuks-prijzen voor de FLL400 ca. 250 gulden en de FLL600 ca. 350 gulden (af Amerika). Over verkrijgbaar en prijzen in Nederland is niets bekend!

<http://www.fcsi.fujitsu.com>



De Electronic Device Group van Mitsubishi Electronics America maakte melding van de MGFS45V2325, een GaAs-Fet met een output van 45 dBm (30 Watt) bij een versterking van typical 12 dB bij een voedingsspan-

ning van 10 V. De prijs van deze Fet ligt wel beduidend hoger dan wat we gewend zijn. In Nederland zal deze fet zo'n 1.000 gulden gaan kosten. [www.mitsubishichips.com](http://www.mitsubishichips.com)



Triquint Semiconductor bracht het nieuws van een MMIC voor 36-40 GHz. De TGA1071-EPU zou een vermogen kunnen leveren van 150 milliWatt bij 5 Volt en heeft een versterking van 15 dB.

Volgens de fabrikant is het nieuwe IC uitermate geschikt als power amplifier bij point-to-point en point-to-multipoint digitale radioverbindingen. Onder nummer TGA9070-EPU is een 1 Watt versterker ontwikkeld voor het gebied 23-29 GHz. De TGA9070-EPU heeft een versterking van 24 dB bij een voedingsspanning van 7 Volt. Voorlopig zijn de versterkers alleen nog maar verkrijgbaar in chip-vorm.

[www.triquint.com](http://www.triquint.com)



California Eastern Laboratories (CEL) introduceerde nieuwe power Fets

voor 2,1-2,4 GHz. De NEL1823-100 kan een vermogen van maximaal 100 Watt (CW) leveren en is gematched tussen 2,1 en 2,2 GHz.

Met externe aanpassingen is deze MESFet volgens de fabrikant ook prima te gebruiken tussen 2,3 en 2,4 GHz te gebruiken. Prijs in Amerika: ca.700 (100+ prijs).

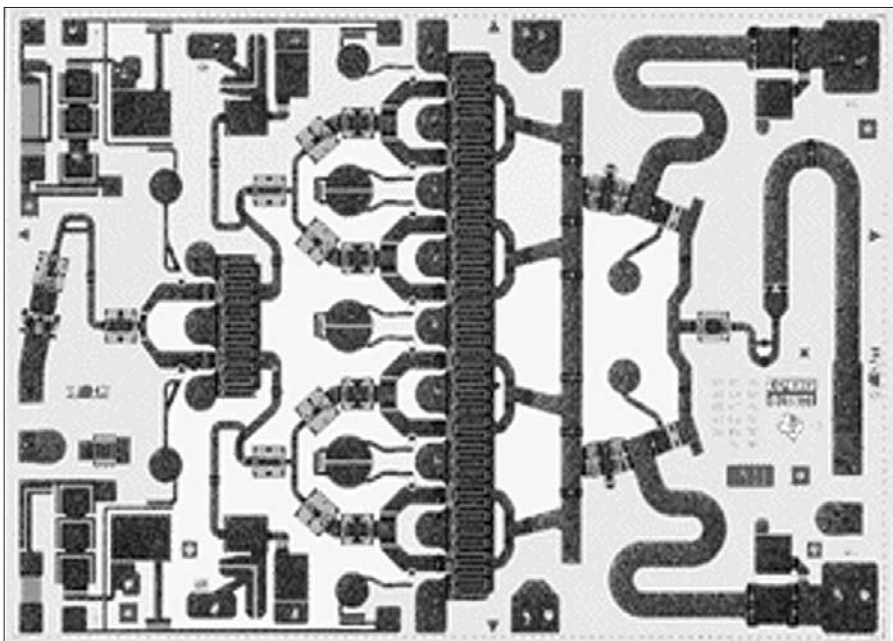
De NEZ3436-30E is een nieuwe MESFet voor 3,4 en 3,6 GHz en kan een vermogen leveren van maximaal 30 Watt. Prijs: ca. 650 gulden (100+, af fabriek).

[www.cel.com](http://www.cel.com)



Toshiba America Electronic Corporation (TAEC) heeft de laatste maanden ook niet stilgezeten. Onder typenummer KMC00880A introduceerde TAEC een 38 GHz GaAs Fet power module met een output van 25 dBm. Prijzen zijn nog niet bekend. Voor 5,9-6,4 GHz kwam men met de nieuwe TIM5964-45SL, een GaAs Fet met een output van ruim 46 dBm. Voorlopig nog wel wat duur voor amateurgebruik (prijsindicatie ca.2300 gulden bij 100 stuks).

[www.toshiba.com/taec](http://www.toshiba.com/taec)



*Een 24 GHz-chip van Triquint; hoge integratie van componenten op een paar vierkante millimeter.*

Menig TV-amateur in de regio Emmen werkt met de basisband-unit die ontworpen is door de relaiscommissie van PI6ZOD. Omdat een jaar geleden het besluit genomen werd een compleet nieuw ATV-relais te gaan bouwen zijn enkele schakelingen tegen het licht gehouden en is besloten bepaalde units compleet opnieuw te gaan ontwerpen en op te bouwen.

Mede omdat de oude al meer dan 10 jaar oud was en de technische ontwikkelingen rond IC's, filters, etc., gewoon doorgaat vonden we het tijd worden voor iets nieuws. In eerste instantie hebben we wat schakelingen van beproefde concepten klakkeloos nagebouwd en zijn we gaan meten hoe de resultaten waren. In de meeste gevallen waren deze goed, zij het echter dat in negen van de tien concepten onderdelen zitten die of niet 'op de hoek van de straat' verkrijgbaar of voor menig amateur gewoon te duur zijn. Wij zelf begrijpen (en meten!) ook wel dat dure professionele video-IC's heel indrukwekkende meetgegevens geven, doch dit past niet bij de doelstelling van de PI6ZOD-crew. Onze doelstelling is om zoveel mogelijk amateurs te besmetten met het ATV-virus en dit dan ook nog tegen een betaalbare prijs. Dit hoeft overigens niet te betekenen dat de kwaliteit

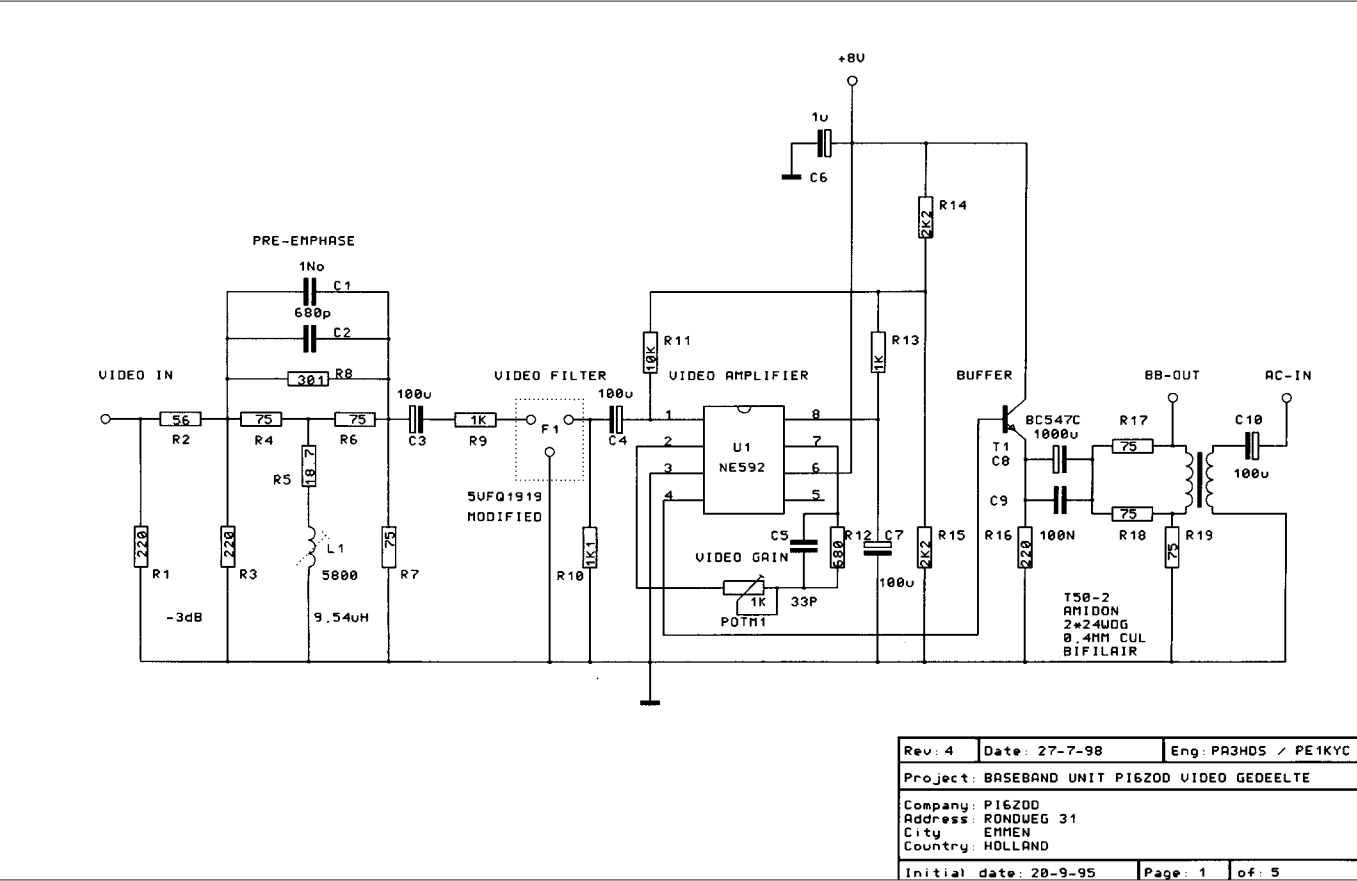
hier ook onder gebukt hoeft te gaan.

### 'Good old' NE592

Het oude basisbandconcept werkt nog met een NE592 als videoversterker. Dit IC wordt door velen afgedaan als zijnde ouderwets, niet meer van deze tijd, slechte technische specs, fasefouten, etc. Maar is dit ook zo?

Het antwoord luidt ja en nee! Inderdaad in de meeste standaard configuraties komt de NE592 er ten opzichte van veel duurdere versies (zoals de LT1253) niet zo best van af. Maar dit wil niet meteen zeggen dat de NE592 daarom slecht is. Het kan immers ook aan aan de schakeling rondom het IC liggen. Maar ja..., dit probeert toch niemand (of toch wel?).

Het ZOD-team heeft verschillende schakelingen rondom de bekende LT-IC's gebouwd en er metingen aan gedaan. Ten opzichte van ons oude





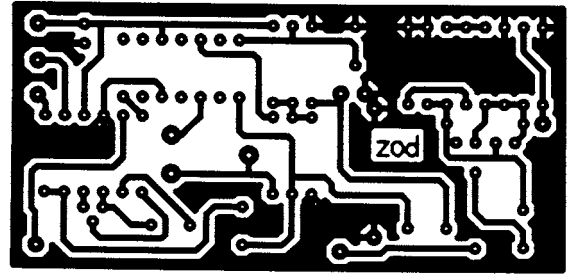
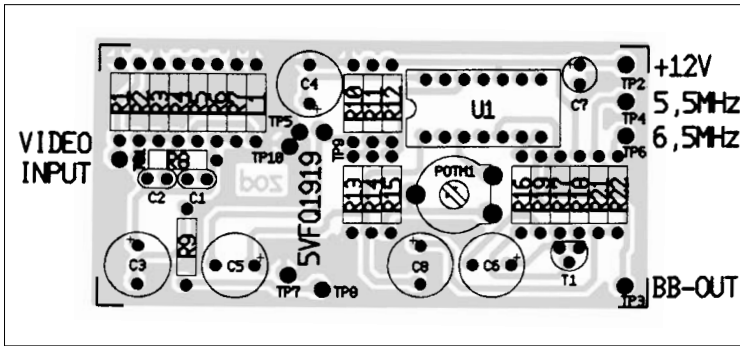


Fig. 2 - 3  
Componentenopstelling en print layout videodeel (schaal 1:1)

basisbandconcept met de NE592 kwamen deze schakelingen alle beter uit de test. De verschillen waren echter minimaal en je kunt je afvragen of dit in de praktijk te zien is.

### Aanpassingen

Na een nadere bestudering van de specs van de NE592 en aanpassingen in de schakeling bleken we met dit IC zeker dezelfde specs te kunnen halen als met andere schakelingen en dat alles voor een fractie van de prijs van wat die andere IC's kosten. Tevens hebben we ook wat proefjes gedaan met zelfgemaakte videofilters en deze vergeleken met een gemodificeerd kant-en-klaar filter (5VFQ1919). We zullen het ook maar niet hebben over de verkrijgbaarheid van spoeltjes die in sommige videofil-

ters gebruikt worden. Het dan maar zelf wikkelen van deze spoeltjes behoort ook niet tot onze favoriete tijdsbesteding (het daarna afregelen op de juiste groeplooptijd van het filter nog veel minder trouwens). We besloten dus om het oude filter gewoon weer te gebruiken en ook om met de NE592 als videoversterker verder te gaan. Het inkoppelen van de audiocarriers vindt plaats door middel van het banddoorlaatfilter dat overgenomen is uit de HQ-basisbandmodulator (beschreven in Repeater 3 en 4/1997). De schakeling bleek gewoon beter te zijn dan zoals we het voorheen bij ZOD deden, dus dit hebben we in eerste instantie maar letterlijk overgenomen. Na wat metingen aan het bandpass-filter vonden we de banddoorlaat toch wat

te groot, zodat we dit wat gereduceerd hebben (was 4 MHz, is nu 2 MHz). Ook bleken er wat smoorspoeltjes in te zitten die (bij ons althans) niet verkrijgbaar krijgen waren. Deze zijn vervangen door de wat gangbare typen. Daarnaast is ook de impedantie van het filter iets verlaagd, omdat we hierdoor een betere filterkarakteristiek kregen (vlakker bovenop en steiler in de flanken, zie figuur 7). Dan als laatste de brugschakeling voor het koppelen van de audiocarriers met het videodeel van de basisbandmodulator. In de Repeater-schakeling gebeurt met een Amidon T50-2 ringkern. Het bleek dat we met wat meer wikkelingen een nog betere onderdrukking van de audiocarriers ten opzichte van het videosignaal kre-

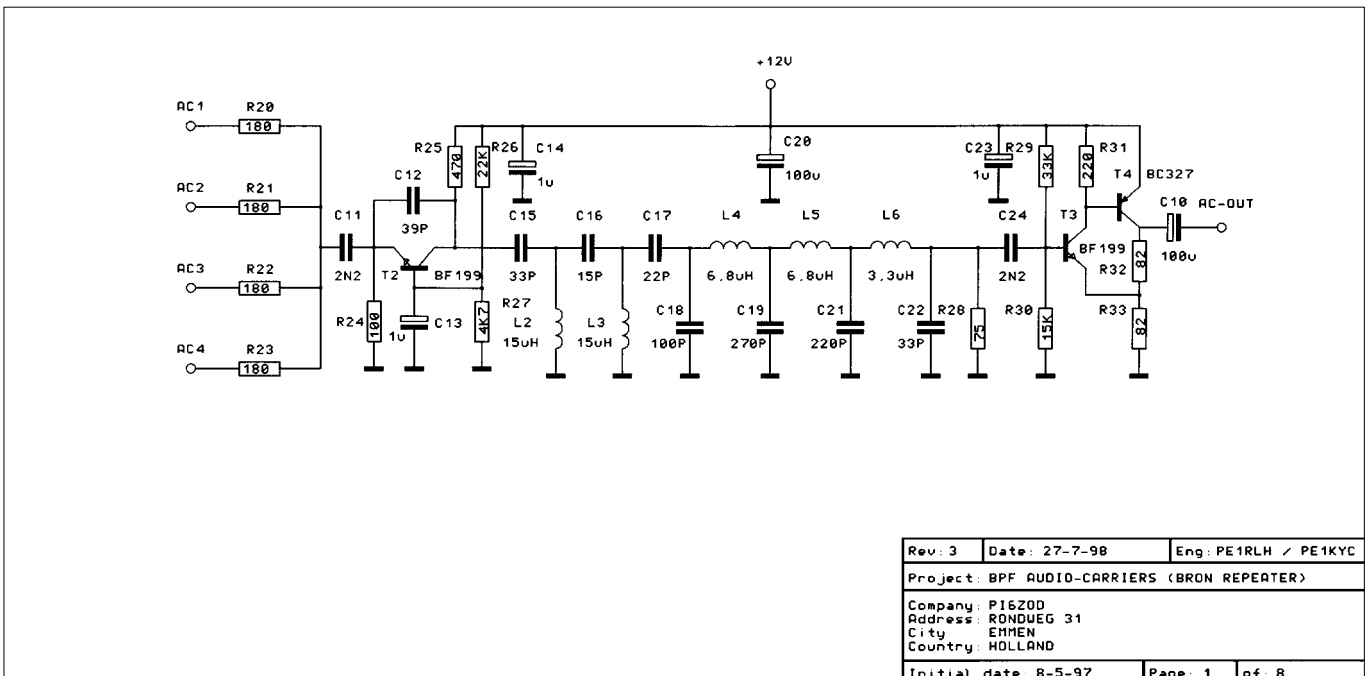


Fig. 4  
Schema koppeling audiocarriers met bandpass-filter

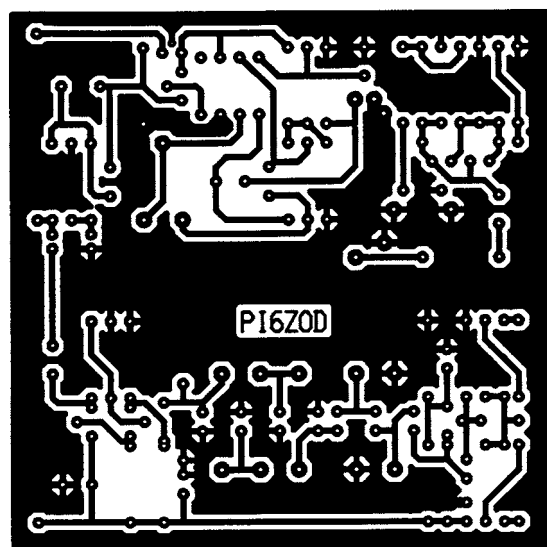
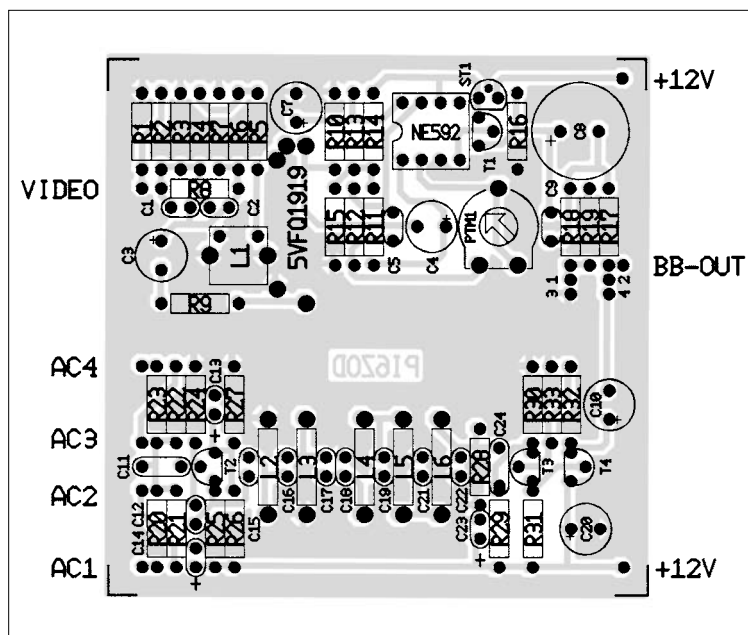


Fig. 5 - 6  
*Componentenopstelling en print layout koppeldeelbandpassfilter (schaal 1:1)*

gen, zonder dat dit nadelige gevolgen had voor de hogere frequenties in het videosignaal. Wat dikker koperlakdraad (0,4 mm) liet zich gemakkelijker wikkelen en zoals al eerder vermeld behoort het wikkelen van spoelen absoluut niet tot onze favoriete bezigheid.

Verder is de preëmphase bijna gelijk gebleven. Alleen het standaard smoorspoeltje van 10  $\mu\text{H}$  is vervangen door een afstembaar spoeltje van Neosid (BV5800). Om de juiste inductieve waarde van dit spoeltje te krijgen (9,54  $\mu\text{H}$ ) moet het als volgt ingeregeld worden. Draai het kerntje gelijk met de bovenkant van de behuizing (koperen huisje). Draai daarna het kerntje twee slagen er in en de waarde van het spoeltje is ongeveer 9,5  $\mu\text{H}$ . We hebben dit bij verschillende exemplaren van het type BV5800 geprobeerd (zowel de de oude grijs/rode als de nieuwe met opschrift 58000) en in alle gevallen kwamen we uit op een waarde van ongeveer 9,5  $\mu\text{H}$ .

### Bedrijfszeker

Natuurlijk hebben we de nieuwe basisbandunit door verschillende amateurs laten opbouwen om te zien of zich tijdens de bouw problemen voordeden. Ook hebben we de filters na de bouw gemeten en in alle gevallen bleken deze ruimschoots

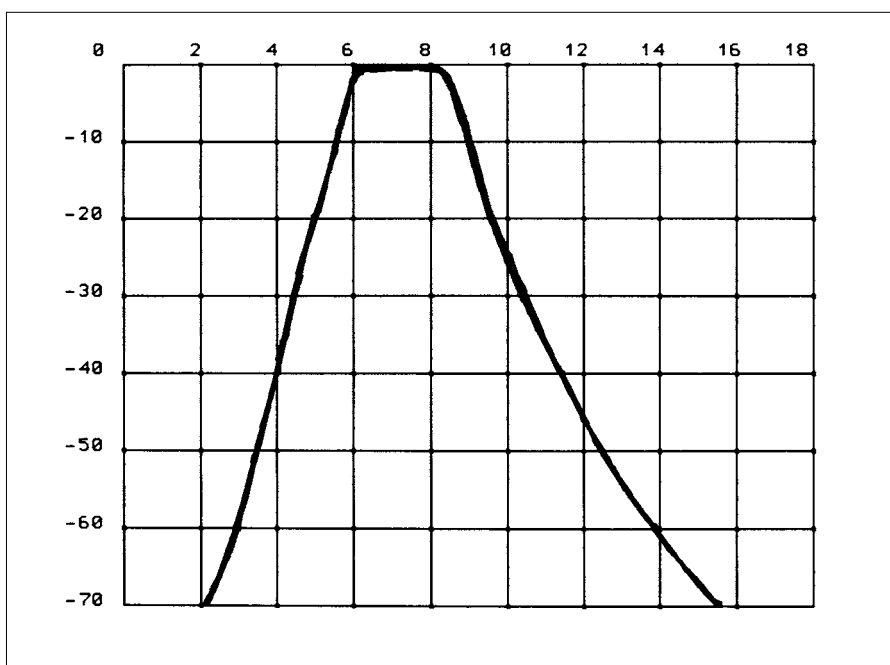


Fig. 7  
*Doorlaatkarakteristiek bandpass-filter*

aan onze verwachtingen te voldoen (kantelfrequentie, groeplooptijd, banddoorlaat, reflectiedemping, etc.). Het leuke hiervan was (althans zo vinden wij) dat alle units zonder afregeling met meetapparatuur (analyzer, wafevorm monitor, etc.) zijn gebouwd en als ze doorgemeten werden gewoon al prima voldeden.

Tot zover de bevindingen van de relaiscommissie van PI6ZOD met het

bouwen en meten van wat basisbandschakelingen. Natuurlijk zullen er betere concepten zijn dan de hier beschreven basisbandunit. Wij gaan echter voor de prijs/prestatie verhouding en vinden dat we daarmee zeer zeker geen gek figuur slaan. Voor meer informatie kunt u contact opnemen met de relaiscommissie van PI6ZOD (PA3AOT, PA3HDS, PA2MHO of PE1KYC).

# A T V - r e p e a t e r s i n E n g e l a n d

## GB3AD

IO91VV  
Stevenage

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3AT

IO91HB  
Winchester

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3DH

IO92SX  
Derby

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3ET

IO93EO  
Huddersfield

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3EY

IO93WT  
N.Humberside

Uitgang: 1308 MHz  
Ingang: 1248 MHz

## GB3GV

IO92IQ  
Marksfield, Leics

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz



## GB3HV

IO91OO  
High Wycombe

Uitgang: 1308 MHz  
Ingang: 1248 MHz

## GB3KT

JO01JJ  
Sheerness, Kent

Uitgang: 1310 MHz  
Ingang: 1249 MHz



## GB3LO

JO02VL  
Lowestoft, Suffolk

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3MV

IO92NF  
Northampton

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3NV

IO93IA  
Nottingham

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3PV

JO02AF  
Cambridge

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3RT

IO92EJ  
Coventry

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3RV

IO90WT  
Brighton

Uitgang: 10.135 GHz  
Ingang: 10.425 GHz

## GB3TG

IO91PX  
Bletchley

Uitgang: 10.135 GHz  
Ingang: 10.315 GHz

## GB3TM

IO73UJ  
Anglesey, Wales

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3TN

JO02KS  
Fakenham, Norfolk

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3UD

IO83VC  
Stoke on Trent

Uitgang: 1318,5 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3UT

IO81UJ  
Bath

Uitgang: 1311,5 MHz  
Ingang: 1276,5 MHz

## GB3VL

IO93RF  
Lincoln

Uitgang: 1310 MHz  
Ingang: 1248 MHz

## GB3VR

IO90WT  
Brighton

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3VX

JO00CT  
Eastbourne

Uitgang: 1310 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3WV

IO70XN  
Dartmoor, Devon

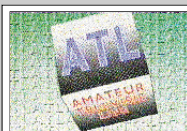
Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

## GB3ZZ

IO81RM  
Bristol

Uitgang: 1316 MHz  
Ingang: 1249 MHz

# ATV - repeaters in België



**ONØATL**

Lier

Uitgang: 1255 MHz



**ONØATV**

JO20PW  
Helchteren

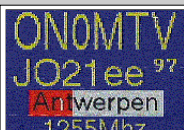
Uitgang: 1255 MHz  
Ingang: 2370 MHz  
10.400 GHz

**ONØBR**

JO11OG

Brugge

Uitgang: 1258 MHz  
Betreft ATV-baken



**ONØMTV**

JO21EE  
Antwerpen

Uitgang: 1255 MHz  
Ingang: 2335 MHz  
10.400 GHz

**ONØTV**

JO21IB  
Heist op den Berg

Uitgang: 1280 MHz  
Ingang: 1250 MHz

**ONØTVL**

JO20SP

Luik

Uitgang: 1280 MHz  
Ingang: 1250 MHz

**ONØTVM**

JO20AI  
Mons

Uitgang: 1255 MHz  
Betreft ATV-baken

De redactie is dringend op zoek naar beeldmateriaal van de in Repeater afgedrukte repeaters in binnen- en buitenland. Mocht u beeldmateriaal in uw bezit hebben, neem dan contact met ons op. Voor de telefoonnummers en het email adres: zie het colofon.

## Nederlandse ATV-repeaters op het World Wide Web:

PI6ALK ..... <http://www.euronet.nl/users/rens>  
PI6ANH ..... <http://www.qsl.net/pi6anh>  
PI6ATH ..... <http://home.wxs.nl/~pa3fzb/home.htm>  
PI6ATV ..... <http://huizen.dds.nl/~pi6atv>  
PI6EHV ..... <http://iaehv.nl/users/post/pi6ehv>  
PI6HVS ..... <http://www.dutch.nl/pi4rcg/pi6hvs.htm>  
PI6KMP ..... <http://home.worldonline.nl/~pe1orz/pi6kmp.html>  
PI6TNO ..... <http://alley.fel.tno.nl/PI6TNO>  
PI6ZOD ..... <http://home.worldonline.nl/~pe1orz/pi6zod.html>

(wijzigingen voorbehouden!)

**Repeater op het World Wide Web:**  
<http://www.euronet.nl/users/rulrich>

**DE DEADLINE**  
**VOOR HET AANLEVEREN VAN KOPY EN ADVERTENTIES VOOR**  
**REPEATER 4/1998 IS**  
**15 NOVEMBER 1998 !!!!**